

NOVA ELETRONICA

ANO IX — N° 99 — MAIO/85 — Cr\$ 6.200

COMO PROJETAR

Nova série de projetos em eletrônica

NESTA EDIÇÃO: TRANSFORMADORES



PRÁTICA

*Temporizador universal
programável*

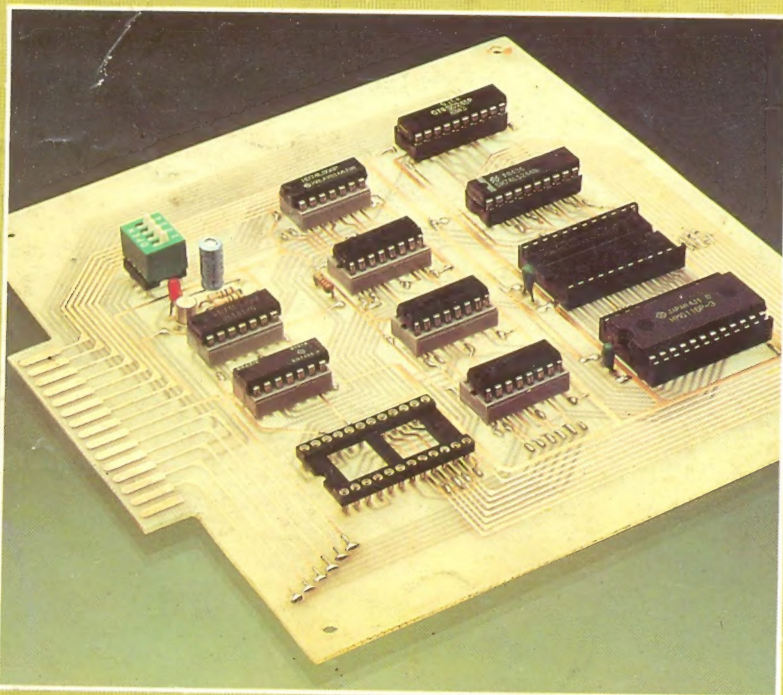
*Conheça os operacionais
através de circuitos práticos*

PY/PX

*Aprenda telegrafia
com seu micro*

SUPLEMENTOS ESPECIAIS

*Curso de Telefonia — 2.º fascículo
Tabela de preços de componentes*



**UM EMULADOR PARA
DEPURAR SEUS PROGRAMAS**

NOVA ELETRONICA

ENGENHARIA

Análise e projeto de filtros — parte VII .. 10

A tecnologia dos integrados CMOS —
3.^a parte 18

Prancheta nacional 26

PRÁTICA

Um emulador para EPROMs 28
Acoplado ao Nestor ou a um micro comercial, este circuito reduz drasticamente o tempo gasto em depuração de programas

Temporizador universal 40
Programa os tempos de ativação e permanência de qualquer equipamento, desde alguns décimos de segundo a vários meses

Conheça os operacionais pela
prática — I 45
Esta nova série explica os amp. ops. de forma suave, através de uma série de experimentos, e inclui uma fonte e placa de testes

BANCADA

Como projetar transformadores 52
Primeiro artigo da série prometida. Saiba como fazer seus projetos de modo descomplicado, aproveitando até velhos transformadores

ÁUDIO

Braços de toca-discos — parte III 58

VÍDEO

TV-Consultoria 63

CAPA



Numa série inédita de artigos, será abordado o projeto básico, simplificado, de vários dispositivos e circuitos. Sem teorias desnecessárias, deverá ser útil para principiantes, estudantes, hobbistas e até profissionais em busca de fontes de consulta.

TELECOMUNICAÇÕES

Radioenlace na faixa de SHF —
conclusão 66

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Modelamento de motores por
computador — 3.^a parte 74
Depois dos motores de corrente alternada, veja como usar o micro nos modelos de motores CC

PY/PX

Telegrafia pelo micro 77
Nova versão do curso de telegrafia, na qual é possível aprender com um programa específico

Posto de Escuta 82

CURSO

Telefonia — 2.^o fascículo

SEÇÕES

Cartas	4
Notas nacionais	6
Notas internacionais	8
Resenha	62
Classificados	32

Linearidade de fase caracteriza filtros Bessel

O estudo da configuração Bessel, precedido de uma análise qualitativa das funções fase \times frequência de filtros de 1ª e 2ª ordem

Até o momento discutimos as características dos filtros apenas sob o aspecto das atenuações associadas a diferentes frequências, desprezando-se as variações de fase que se manifestam entre o sinal na saída do filtro e o que foi injetado em sua entrada.

Em aplicações particulares, principalmente as vinculadas ao tratamento de sinais na faixa de voz, podemos perfeitamente desconsiderar esta análise, restringindo-nos tão somente à resposta em frequência em termos de atenuações, tendo em conta que o ouvido humano não é sensível às alterações de fase. Tal fato não se verifica, no entanto, quando lidamos com outras informações, por exemplo, aquelas que se originam de sinais pulsados — onde os níveis aplicados à entrada do filtro são constituídos de formas de onda retangulares (no domínio temporal). Neste caso, as modificações (distorções) de fase ocorridas são responsáveis por atrasos, que devem ser corretamen-

Na figura 1a, resposta em frequência (atenuação) para um FPB do 1.º grau.

Na figura 1b, resposta em frequência (fase) para o filtro considerado.

Na figura 2, comportamento de um FPB para dois pólos complexos, com $\frac{\sqrt{b}}{a} \gg 1$ e sobrelevações conforme o valor de \sqrt{b}/a .

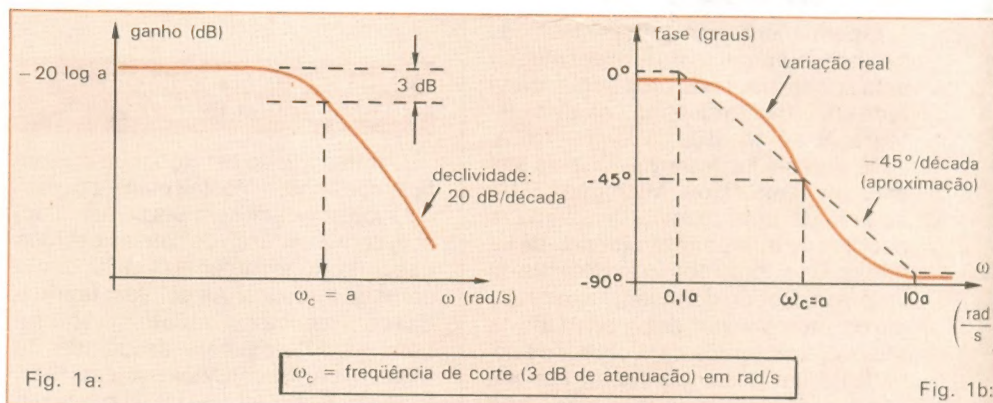


Fig. 1a:

$\omega_c =$ frequência de corte (3 dB de atenuação) em rad/s

Fig. 1b:

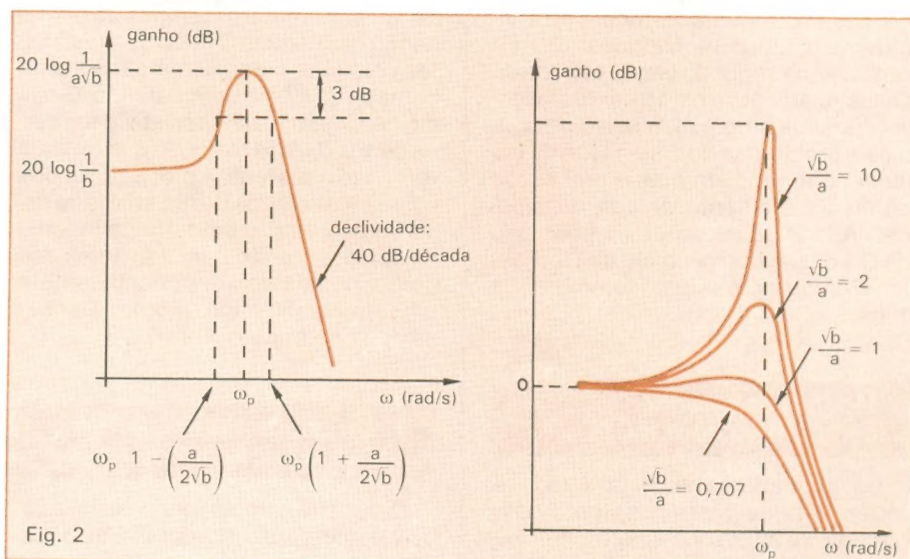


Fig. 2

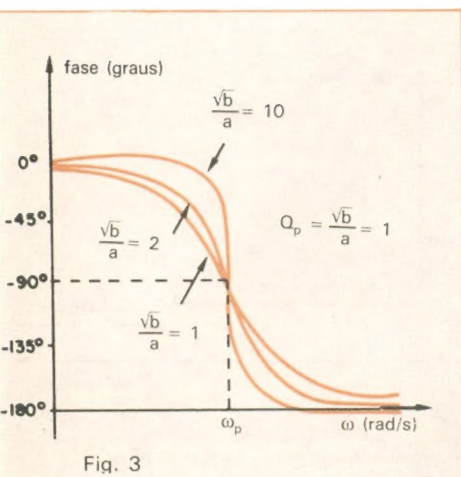


Fig. 3

Resposta em frequência (fase) correspondente a um filtro de segunda ordem (pólos complexos), para alguns valores de QP.

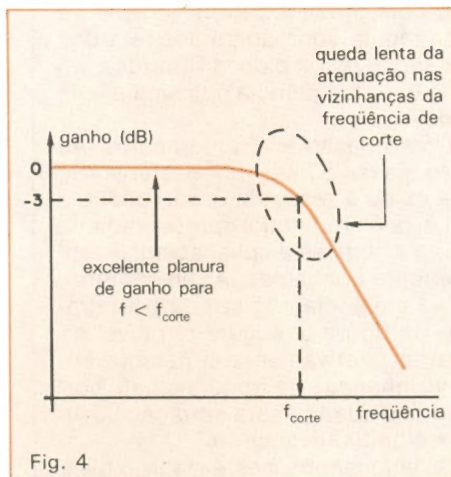


Fig. 4

O filtro passa-baixas de Butterworth representado através de sua resposta de frequência (amplitude).

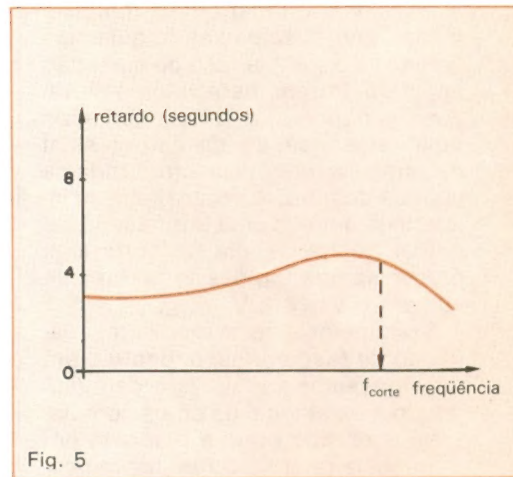


Fig. 5

Resposta em frequência (atraso) para um FPB Butterworth. Perceba a elevada variação do retardo nas proximidades de f_{corte} e a relativa constância para $f < f_{corte}$.

te ponderados (quanto à sua magnitude), avaliados (influência do retardo no sistema) e, às vezes, corrigidos (com o auxílio de equalizadores).

Neste artigo, estudaremos qualitativamente as funções fase x frequência para redes filtrantes do primeiro e segundo grau, bem como as relativas às redes Butterworth e Chebyshev. Objetivamos, com isto, adquirir os conceitos básicos necessários à análise mais detalhada da configuração Bessel, a qual — conforme será ressaltado — possui a melhor resposta de linearidade de fase, entre os grupos já considerados.

Funções de transferência e resposta em frequência para diversas redes — Tomando por hipótese um filtro passa-baixas do primeiro grau, cuja função de transferência corresponde à expressão abaixo:

$$\frac{V_{saída}}{V_{entrada}} = \frac{1}{s + a}$$

sabemos, por estudos anteriores, que a curva atenuação x frequência para a rede em questão é dada pelo gráfico traçado na figura 1a. Observe, paralelamente, o comportamento de fase deste filtro em relação à frequência de operação (fig. 1b), onde podemos constatar que esta frequência sofre uma rotação da ordem de 90° entre $0,1 \omega_c$ e $10 \omega_c$, com uma declividade de $-45^\circ/\text{década}$ (se assumirmos a aproximação indicada pelos segmentos tracejados).

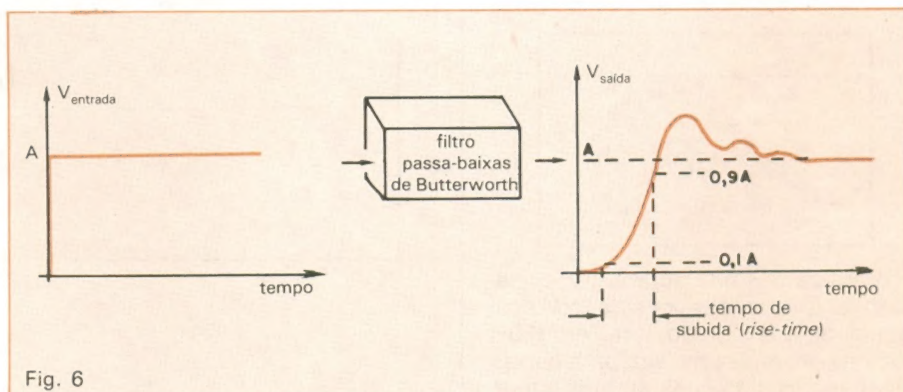


Fig. 6

Resposta do filtro passa-baixas de Butterworth à injeção de um degrau de tensão de nível "A".

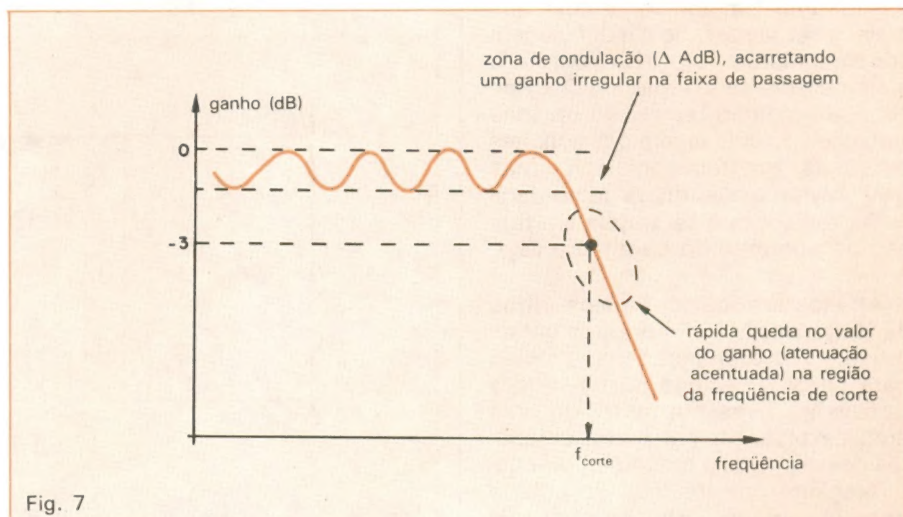


Fig. 7

O filtro passa-baixas de Chebyshev caracterizado por meio de sua resposta em frequência (amplitude).

Podemos afirmar, mais precisamente, que, para baixas frequências (inferior a $0,1 \omega_c$), a fase do sinal não se altera. Porém, para valores elevados (superiores a $10 \omega_c$) teríamos uma defasagem de 90° entre o sinal de saída e a referência introduzida na entrada do filtro. Por outro lado, ao injetarmos na rede uma informação senoidal na frequência de corte (ω_c), presenciamos um desvio de fase de 45° entre $V_{saída}$ e $V_{entrada}$.

Examinemos, neste momento, a variação de fase correspondente a um filtro passa-baixas de 2ª ordem (supondo a existência de pólos complexos), lembrando que a resposta em frequência relativa à atenuação possui as características apresentadas pela figura 2.

Como sabemos, a função de transferência para o FPB mencionado obedece à seguinte relação:

$$\frac{V_{saída}}{V_{entrada}} = \frac{1}{s^2 + as + b} = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{\omega_p}{Q_p}\right)s + \omega_p^2}$$

(onde $Q_p = \frac{\sqrt{b}}{a}$)

Verificamos na figura 3, que as defasagens causadas por esta rede possuem uma excursão total de 180° , sendo que, mais uma vez, para baixas frequências, não constatamos alteração alguma (0°). No entanto, já no caso das faixas superiores registramos uma rotação de 180° , relativa ao sinal entrante. Um ponto particular que merece ser destacado é a defasagem correspondente à frequência ω_p (90° , qualquer que seja o valor de Q_p). Perceba, ao mesmo tempo, as bruscas variações de defasagem ocasionadas em sinais com frequências próximas a ω_p (devido à acentuada declividade nesta região, que se amplia em função do aumento do parâmetro (Q_p)).

Atrasos introduzidos pelos filtros de Butterworth — Embora as características de atenuação x frequência para filtros dos tipos Butterworth e Chebyshev tivessem merecido uma ampla explanação nas partes anteriores deste artigo, o mesmo não poderia ser dito com relação ao estudo das defasagens e atrasos para tais configurações. Portanto, vamos procurar compensar estas deficiências

nos dois próximos itens através de uma rápida abordagem dos retardos causados pelos blocos filtrantes em função da frequência dos sinais aplicados.

Como passo inicial, tomemos um filtro passa-baixas de Butterworth, que exibe a resposta em frequência (relativa à amplitude) apresentada na figura 4, diga-se de passagem, já amplamente conhecida. A relação atraso x frequência, registrada pelo gráfico da figura 5, sugere um nível de retardo relativamente constante até as vizinhanças da frequência de corte, que é quando esta situação se altera significativamente.

Se enfocarmos, nesta etapa, o mesmo filtro de Butterworth, porém, sob

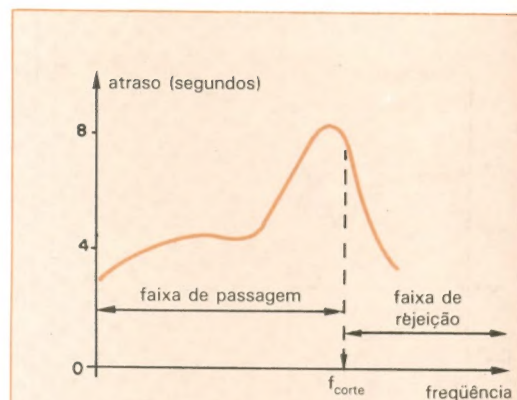


Fig. 8

Resposta em frequência (retardo) para um FPB Chebyshev.

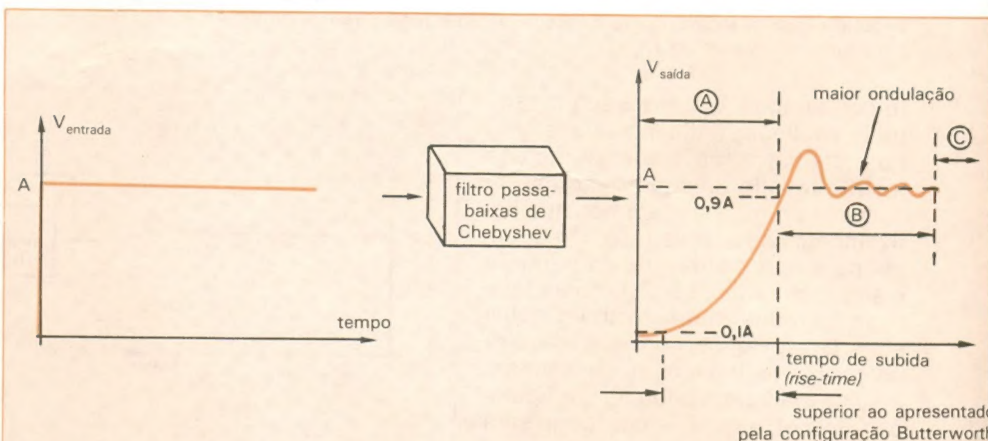


Fig. 9

Resposta do filtro passa-baixas de Chebyshev à injeção de um degrau de tensão de nível "A".

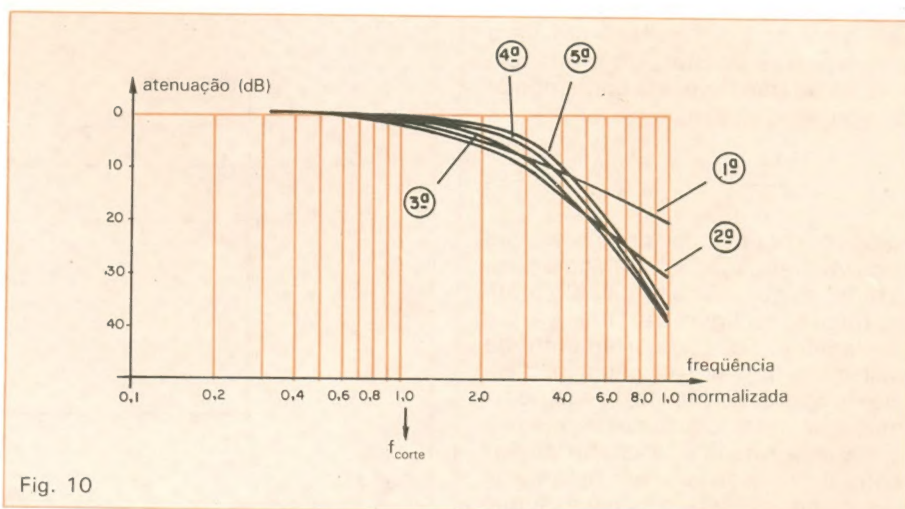


Fig. 10

As curvas: atenuação x frequência para filtros do tipo Bessel da 1ª à 5ª ordem.

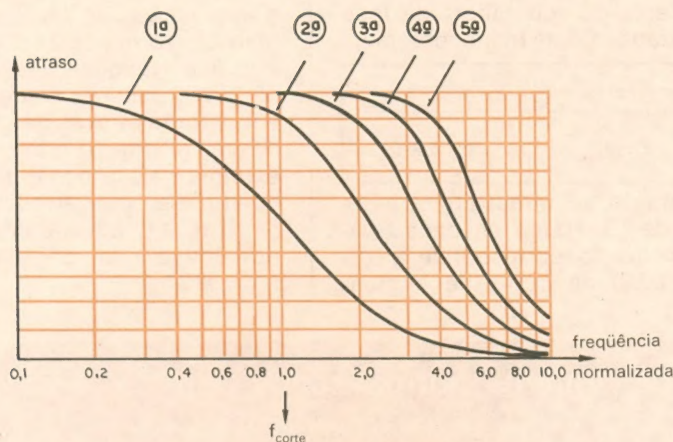


Fig. 11

As funções: retardo \times frequência para os cinco primeiros graus de um filtro de Bessel.

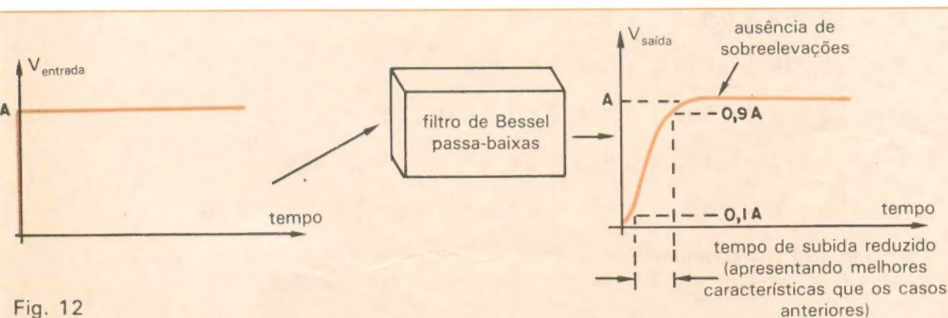


Fig. 12

A resposta de um filtro passa-baixas tipo Bessel à injeção de um degrau de tensão de nível "A".

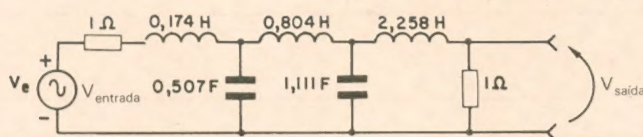


Fig. 13

Aspecto do filtro normalizado (rede tipo Bessel, 5.^a ordem, $R_{\text{fonte}} = R_{\text{carga}} = 1\Omega$)

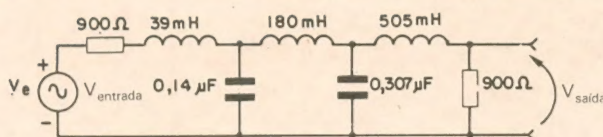


Fig. 14

O filtro passa-baixas de Bessel (5.^a ordem, $f_{\text{corte}} = 640$ Hz) adequadamente desnormalizado ($R_{\text{fonte}} = R_{\text{carga}} = 900\Omega$).

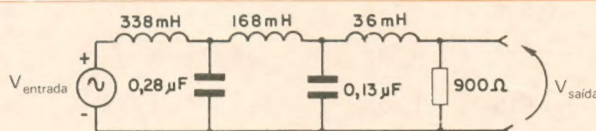


Fig. 15

Aspecto do filtro passa-baixas de Bessel (5.^a ordem, $f_{\text{corte}} = 640$ Hz) desnormalizado, com $R_{\text{fonte}} = 0$, $R_{\text{carga}} = 900\Omega$.

o ponto de vista do domínio temporal, vamos constatar que, ao introduzirmos um degrau de tensão à entrada do circuito, obteremos uma resposta caracterizada por um certo tempo de subida. Esta resposta é acompanhada de uma ligeira ondulação ao final do *rise time*, que, depois de alguns instantes, é sucedida por um nível constante, após a estabilização da resposta (veja fig. 6). Posteriormente, estaremos em condições de complementar este estudo através da consideração de redes Chebyshev e Bessel, quando então vamos perceber a influência da maior ou menor constância dos atrasos implícitos aos filtros, relativamente às respectivas respostas ao degrau, a exemplo da análise que ora realizamos.

Análise dos atrasos relativos aos filtros de Chebyshev — As figuras 7 e 8 apresentam de forma aproximada a variação amplitude \times frequência e retardo \times frequência para um filtro passa-baixas de Chebyshev. Como é possível constatar na faixa de passagem ($f < f_{\text{corte}}$), as características de atraso são flagrantemente inconstantes. Assim, para frequências próximas à de corte, teríamos um retardo muito mais acentuado que aquele verificado para $f \ll f_{\text{corte}}$. Ao repetirmos o estudo no domínio do tempo desta família de filtros (fig. 9), observamos que o tempo de subida (região A) da resposta, causada pela introdução de um degrau de tensão, é maior do que o tempo de subida registrado para a configuração Butterworth — um fato, aliás, plenamente justificável, se lembrarmos que as altas frequências (responsáveis pelas rápidas alterações na forma de onda) estão sendo comparativamente mais retardadas que as componentes de frequência inferior. Tal atraso, por outro lado, influencia uma maior ondulação ao final do *rise time* — região B —, após o que é alcançada a fase estável (região C).

Concluimos, portanto, que o filtro de Chebyshev degenera sensivelmente a resposta a um degrau, apresentando uma distorção da informação aplicada superior àquela descrita para os filtros de Butterworth. Cabe novamente mencionar que a atenuação na faixa de rejeição do filtro passa-baixas de Chebyshev assume uma variação mais acentuada que a da rede de Butterworth (considerando-se, obviamente, filtros de mesma ordem). Isto pode ser constatado pela simples comparação das figuras 4 e 7.

Filtros de Bessel — caracterização — As explanações sobre o comportamento da fase em relação à fre-

quência vão ser de grande utilidade no presente item, que examinará o terceiro grupo de filtros passivos — um grupo que se distingue dos demais pelo fato de ser caracterizado por uma linearidade na curva de fase, que não é encontrada nas duas famílias já consideradas. Em outras palavras, os filtros de Bessel são utilizados quando desejamos manter constante a defasagem na saída do circuito para qualquer sinal injetado à entrada da rede, se limitarmos-nos, evidentemente, à faixa de passagem.

Examinando as figuras 10 e 11, onde estão incluídos os gráficos atenuação \times frequência e retardo \times frequência para alguns filtros do tipo Bessel (em diferentes graus), podemos extrair uma série de conclusões: 1) quanto maior a ordem da rede, mais ampliada será a faixa de frequências para as quais obtém-se a constância no valor do atraso. Observe que as características de retardo para os filtros de Bessel são superiores, em termos de planura, às dos grupos Chebyshev e Butterworth; 2) em consequência deste fato, a resposta do filtro ao degrau de tensão também se torna sensivelmente melhor, sem sobrelevações (conforme ilustra a fig. 12); 3) por outro lado, tal melhoria de desempenho é alcançada às custas de uma menor declividade da função de atenuação na região da frequência de corte, apresentando uma resposta ainda mais pobre que a curva ganho \times frequência para um filtro de Butterworth.

Projeto de filtros de Bessel — Prosseguindo a linha de nossos artigos anteriores, procuraremos, através de exemplos convenientemente escolhidos, fornecer ao leitor uma visão global das técnicas de projeto de filtros de Bessel.

Exemplo 1: Necessitamos configurar um tipo Bessel (passa-baixas), que deve ser caracterizado por uma defasagem constante (fase do sinal da saída relativamente ao de entrada, assumida uma determinada frequência) para a faixa de operação compreendida entre 0 e 1,6 kHz. Paralelamente, exige-se que o valor de atenuação na frequência de 5,8 kHz seja superior a 30 dB. Qual o grau a ser determinado para esta rede?

Analisemos os gráficos esboçados nas figuras 10 e 11. Ao adotarmos uma rede de 4.^a ordem, percebe-se que ela satisfaz a condição de linearidade de retardo, quando, por hipótese, assumimos $f_{\text{normalizada}} = 1,9$, valor que indica o limite da região de planura para o caso em consideração. Deste caso, por sinal, extraímos facilmente a magnitude da frequência de

corte, ao relacionarmos o dado fornecido no enunciado acima (1,6 kHz) com a faixa de constância de fase (normalizada). Deste modo, obtemos:

$$\frac{f_{\text{corte}}}{f_{\text{normalizada}}} = \frac{1}{1,9} = x$$

$$x = f_{\text{corte}} = \frac{1,6}{1,9} = 0,842 \text{ kHz}$$

No entanto, ao introduzirmos a frequência de 5,8 kHz (na realidade, o valor normalizado, corresponde a 5,8/0,842 = 6,89) na curva de atenua-

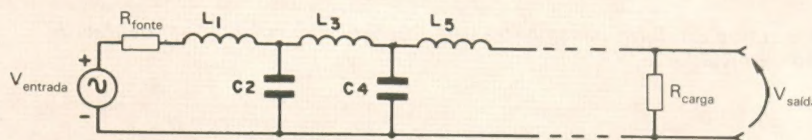
ção \times frequência para um filtro de Bessel de 4.^a ordem, vamos notar que a atenuação não ultrapassaria a região em torno de 27 dB, o que não atende à segunda exigência do exemplo. Uma possível solução pode ser encontrada através da consideração de uma rede de 5.^a ordem: a condição extrema para a constância de fase, coletada ao utilizarmos-nos da curva n.^o 5 (fig. 11), equivalente a um filtro de Bessel do 5.^o grau, fornece $f_{\text{norm}} \approx 2,5$.

Valores normalizados para Lx e Cx

(incluindo filtros até 7.^a ordem)
Quadro 1

Ordem	L ₁	C ₂	L ₃	L ₄	L ₅	C ₆	L ₇
2. ^a	0,576	2,148					
3. ^a	0,337	0,970	2,203				
4. ^a	0,233	0,673	1,082	2,240			
5. ^a	0,174	0,507	0,804	1,111	2,258		
6. ^a	0,137	0,400	0,639	0,854	1,113	2,265	
7. ^a	0,111	0,326	0,525	0,702	0,869	1,105	2,266

Determinação dos componentes reativos para filtros de Bessel, de ordem 2 a 7 quando $R_{\text{fonte}} = R_{\text{carga}} = 1 \Omega$ (escala de impedâncias deslocada).



Magnitudes normalizadas dos componentes

(para o caso genérico em que $R_{\text{fonte}} \neq R_{\text{carga}}$)
Quadro 2

resistência da fonte de sinais	L ₁	C ₂	L ₃	C ₄	L ₅
1,000	0,174	0,507	0,804	1,111	2,258
0,900	0,193	0,454	0,889	0,995	2,433
0,700	0,245	0,349	1,132	0,764	2,927
0,500	0,338	0,247	1,567	0,538	3,808
0,300	0,555	0,146	2,577	0,317	5,843
0,100	1,635	0,048	7,604	0,104	15,949
fonte ideal ($R_{\text{fonte}} = 0$)	1,513	1,023	0,753	0,473	0,162

Variação dos componentes reativos em função da resistência interna da fonte de sinais (para um filtro de Bessel de 5.^a ordem).

Podemos calcular a frequência de corte para este exemplo em particular: $1,6/2,5 = 0,640$ kHz. Assim, para 5,8 kHz (normalizando, temos: $f_{\text{norm}} = 5,8/0,64 = 9,06$) encontramos, pelos gráficos da figura 10, uma atenuação superior a 30 dB, conforme estipulam as exigências descritas acima.

Exemplo 2: Toma-se por base a ordem acima obtida (5ª), para determinar a topologia e os valores dos componentes: a) para o filtro normalizado e b) para as frequências anteriormente citadas. Assumir uma impedância de carga equivalente a 900Ω , recordando que $f_{\text{corte}} = 640$ Hz.

Inicialmente, podemos constatar que, a exemplo dos grupos anteriores de filtros, também para a família Bessel podemos tabelar os valores de componentes normalizados em função da ordem da rede (Quadros 1 e 2), com o objetivo de aplicá-los à configuração básica. Esta, como de hábito, virá a constituir o filtro com a ordem e características desejadas, sempre que dimensionada adequadamente.

O Quadro 1 apresenta os valores normalizados para L_x e C_x , incluindo filtros até a 7ª ordem, havendo, porém, uma restrição: a impedância de carga deve se igualar à da fonte geradora de sinais ($R_{\text{fonte}} = R_{\text{carga}}$). Neste quadro, encontramos também a topologia genérica correspondente aos dados tabelados, para filtros passa-baixas de Bessel de enésima ordem.

Por sua vez, o Quadro 2 contém as magnitudes normalizadas dos componentes para o caso genérico em que $R_{\text{fonte}} = R_{\text{carga}}$. Limitamo-nos, todavia, à exibição do tabelamento para filtros do 5º grau, sendo conveniente ressaltar que as informações complementares relativas às demais ordens poderão ser coletadas junto às referências citadas (veja bibliografia).

Sob a hipótese da igualdade de R_{fonte} e R_{carga} , extraímos imediatamente os valores dos componentes ao nos reportarmos ao Quadro 1. Desse modo, teremos para os componentes normalizados:

$R_{\text{fonte}} = 1\Omega$	$R_{\text{carga}} = 1\Omega$
$L_1 = 0,174$ H	$C_4 = 1,111$ F
$C_2 = 0,507$ F	$L_5 = 2,258$ H
$L_3 = 0,804$ H	

Conseqüentemente, o circuito com os valores acima extraídos viria a tomar o aspecto indicado na figura 13.

A desnormalização desta rede segue as técnicas que já se tornaram usuais em nosso trabalho. Os componentes obtidos encontram-se calculados, como sabemos, pressupondo-se $f_{\text{corte}} \text{ (normalizado)} = 1$ rad/s. Realizamos a devida conversão, considerando $f_{3\text{ dB}} = 0,640$ kHz e adotando, simultaneamente, como fator de escalonamento de impedâncias, o valor 900. Portanto, os parâmetros reais poderão ser dimensionados a partir das relações tradicionais:

$$R_g = [R_n \times \text{escalonamento em impedância}]$$

$$L_g = \frac{L_n \times \text{escalonamento em impedância}}{\text{fator de escala em frequência}}$$

$$C_g = \left[\frac{C_n}{\text{fator de escala em frequência} \times \text{escalonamento em impedância}} \right]$$

O fator de escala em frequência é obtido através dos seguintes cálculos:

$$\text{fator de escala em frequência} = \frac{2\pi \times 640}{1} = 4019,2$$

Resultam para os componentes reais os seguintes valores:

$$L_1 = \frac{0,174 \times 900}{4019,2} \approx 39 \text{ mH}$$

$$C_2 = \frac{0,507}{4019,2 \times 900} \approx 0,14 \mu\text{F}$$

$$L_3 = \frac{0,804 \times 900}{4019,2} \approx 180 \text{ mH}$$

$$C_4 = \frac{1,111}{4019,2 \times 900} \approx 0,307 \mu\text{F}$$

$$L_5 = \frac{2,258 \times 900}{4019,2} \approx 505 \text{ mH}$$

$$R_{\text{carga}} = 1 \times 900 = 900\Omega$$

$$R_{\text{fonte}} = 1 \times 900 = 900\Omega$$

Evidentemente, a rede final será constituída pelos componentes desnormalizados, substituindo os que constam da figura 13.

Exemplo 3: Redimensionamento do filtro anterior para o caso em que a fonte de sinais possui uma impedância interna excepcionalmente baixa, podendo, em conseqüência, ser desprezada. Os dados para esta hipótese são tomados a partir do Quadro 2. Teremos, então:

$$R_{\text{fonte}} = 0\Omega$$

$$R_{\text{carga}} = 1\Omega$$

$$L_1 = 1,513 \text{ H}$$

$$C_2 = 1,023 \text{ F}$$

$$L_3 = 0,753 \text{ H}$$

$$C_4 = 0,473 \text{ F}$$

$$L_5 = 0,162 \text{ H}$$

Ao desnormalizarmos estes valores, chegamos aos seguintes componentes:

$$L_1 = \frac{1,513 \times 900}{4019,2} \approx 338 \text{ mH}$$

$$C_2 = \frac{1,023}{4019,2 \times 900} \approx 0,28 \mu\text{F}$$

$$L_3 = \frac{0,753 \times 900}{4019,2} \approx 168 \text{ mH}$$

$$C_4 = \frac{0,473}{4019,2 \times 900} \approx 0,13 \mu\text{F}$$

$$L_5 = \frac{0,162 \times 900}{4019,2} \approx 36 \text{ mH}$$

$$R_{\text{carga}} = 1 \times 900 = 900\Omega$$

$$R_{\text{fonte}} = 0 \times 900 = 0\Omega$$

Logo, a configuração da rede seria definida pelo circuito esquematizado na figura 15.

Como nota final, vale registrar que um filtro de Butterworth do 5º grau propiciaria uma atenuação na frequência de 5,8 kHz (com $f_{\text{corte}} = 640$ Hz) ao redor de 95 dB, ou seja, superior à que é proporcionada por uma rede tipo Bessel. Confirma-se, assim, o deficiente comportamento na região de rejeição para esta família de filtros. A partir do próximo artigo vamos nos dedicar integralmente ao estudo dos filtros fundamentados nas redes ativas. ●

Bibliografia

Principles of Active Network Synthesis and Design — Daryanani — John Wiley & Sons — EUA.

Modern Filter Theory and Design — TEMES/MITRA — John Wiley & Sons — EUA.

Handbook of Filter Synthesis — Anatol I. Zverev — John Wiley & Sons — EUA.

Filter Theory and Design: Active and Passive — SEDRA/BRACKETT — Matrix Publishers, Inc. — EUA.

Electronic Filter Design Handbook — Arthur B. Williams — McGraw-Hill, Inc. — EUA.

Uma das tendências que começam a prevalecer neste tipo de integrado é a sua construção com estruturas cavidade N ou cavidade dupla, ambas compatíveis com os processos NMOS

Tecnologias para o CMOS em corpo de substrato

No artigo anterior — 2ª parte —, apresentamos uma tabela, com a classificação das várias opções tecnológicas quanto ao seu mérito. Aí, destacamos a tecnologia CMOS cavidade P (CMOS convencional), além de classificar as tecnologias de corpo de substrato e tecnologias em filme fino. Como tivemos a oportunidade de verificar, a tecnologia CMOS cavidade P consiste do TEC-MOS canal N, porta metálica, fabricado em ilhas, com dopagem P, que se casa com um TEC-MOS canal P, também porta metálica, construído num substrato tipo N.

Agora, dando prosseguimento à nossa exposição, vamos reproduzir, na figura 1, a seção transversal deste integrado, mostrando, inclusive, os anéis de guarda que operam como bloqueadores de canais parasitários.

A tecnologia CMOS porta metálica foi, até o final da década de 70, substituída pela de porta de silício policristalino, que permite o desenvolvimento de processos com auto-alinhamento. Este recurso reduz drasticamente a capacitância parasitária porta-dreno, possibilitando uma simplificação do escalonamento. Na figura 2 apresentamos a seção transversal de um CMOS, fabricado de acordo com esta tecnologia.

A maior parte dos CIs que hoje encontramos no comércio é fabricada

com base nesta alternativa tecnológica, embora haja uma tendência atual de retorno ao CMOS porta metálica, que utilizam metais refratários para viabilizar o auto-alinhamento. Isso também se manifesta no uso de portas de silicetos, que possibilitam, além do auto-alinhamento, a oxidação dos filmes, e apresentam uma resistividade muito menor do que a do silício policristalino.

O melhor controle das cargas contidas no óxido de silício está possibilitando a muitas empresas permutarem as dopagens do substrato e da cavidade, dando origem ao processo CMOS, cavidade N. Com isso, passamos a ter uma cavidade N colocada no corpo do substrato. Os transistores TEC-MOS, canal P, são construídos nessa cavidade, enquanto que os TEC-MOS canal N ficam no substrato original. Na

figura 3 apresentamos a seção transversal de um CI fabricado segundo esta tecnologia, que aproveita a alta escala de compatibilidade existente com os processos NMOS. Sua implementação exige apenas um par de passos a mais de mascaramento para a produção CMOS, e, assim, os circuitos CMOS podem aproveitar a maior parte da linha de produção NMOS, da mesma forma que os avanços de processos realizados em suas estruturas.

Há, todavia, uma dificuldade já mencionada na seção anterior. Tanto no processo CMOS, cavidade P, como no de cavidade N, se otimizarmos o processo para um tipo de TEC-MOS, ficaremos fora do ponto ótimo para outro tipo, em virtude dos compromissos de processamento que devem ser assumidos durante a fabricação. Um terceiro método, denominado "cavidade dupla" (*twin tub*, *twin well* ou *dual well*), permite tanto a otimização de ambos os TEC-MOS como difunde cavidades tipo P e tipo N, dopados em substrato tipo N (por sua vez, levemente dopados). Nessas cavidades são feitas implantações iônicas para a melhor dopagem das regiões de fonte e de dreno dos TEC-MOS. O processo de dupla cavidade é mais complexo do que o processo cavidade P ou cavidade N simples; no entanto, resulta numa grande imunidade a partículas alfa e

aumenta ainda mais a imunidade a ruídos.

Isso porque cada tipo de TEC-MOS está colocado na sua própria cavidade, estando assim protegido contra os elétrons que são expelidos pelos choques com as partículas alfa através da pastilha. Da mesma forma, os TEC-MOS estão também isolados do ruído do substrato.

Sem dúvida, as estruturas CMOS cavidade N e dupla cavidade deverão prevalecer nos próximos anos. Ambas são beneficiadas pela sua compatibilidade com os processos NMOS, que se encontram altamente refinados. Como resultado disso, os CIs CMOS serão mais densos e mais rápidos permitindo a construção de microprocessadores e lógica casual em pastilhas de memória. A estrutura de dupla cavidade, em particular, promete densidades extremamente elevadas, eliminando as áreas perdidas com os TEC-MOS canal P, que necessitam apresentar dimensões mais amplas para compensar a dopagem P do substrato não otimizado. Acredita-se que, até o final da década de 80, as estruturas cavidade N e dupla cavidade devam fundir-se, originando um esquema de processamento único. No entanto, apesar das vantagens das estruturas cavidade N e dupla cavidade não temos ainda eliminados os problemas de isolamento dos dispositivos adjacentes e o problema de arrocho, devido ao disparo de PNP (fig. 4).

Em se tratando de pequenas dimensões, é mais difícil solucionar o problema do arrocho. As formas convencionais de equacioná-lo são as seguintes: aumento do espaçamento horizontal, uso de anéis de guarda difundidos ou colocação de tiras metálicas que impeçam a inversão de população em regiões críticas. Obviamente, estas medidas são contrárias ao aumento de densidade. Considerando, por exemplo, estruturas com dimensões inferiores a $2\ \mu\text{m}$ e a necessidade de se colocar dispositivos uns próximos dos outros, o ganho das estruturas PNP laterais vai aumentar consideravelmente. Ruídos ou transitórios inesperados de tensão poderão disparar estas estruturas PNP, ativando-as; isto provocará a circulação de um fluxo elevado de corrente que certamente queimará o CI.

Há diversas alternativas tecnológicas para se reduzir o arrocho. Reduzir a resistência série do substrato, de modo a estabelecer um trajeto para eliminar correntes espúrias, que poderiam polarizar diretamente junções próximas e, assim, produzir o arrocho, é o processo tecnológico denominado "cavidade retrógrada". Uma cavidade retrógrada pode ser implementa-

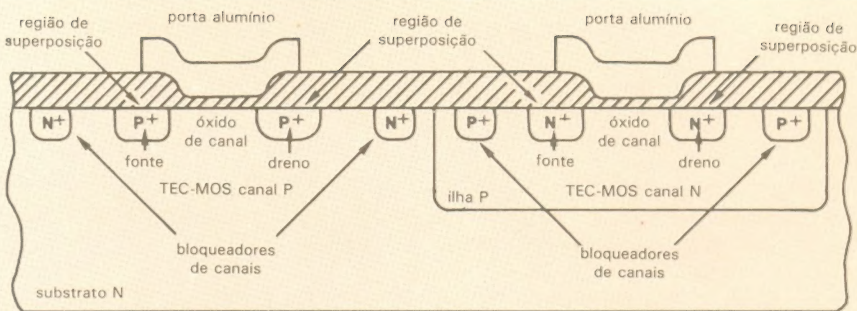


Fig. 1

Estrutura mais antiga, utilizada nos CMOS de corpo de substrato, cavidade P, porta de alumínio.

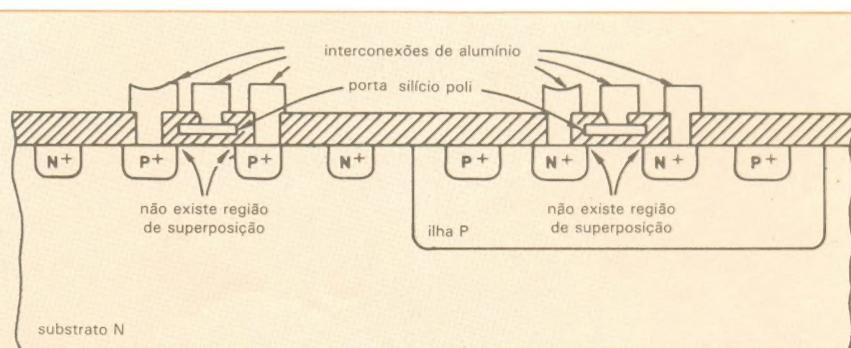


Fig. 2

A utilização da porta de silício policristalino permitiu o auto-alinhamento e um melhor controle da tensão de transição. Isso simplificou o processo de redução das dimensões dos dispositivos.

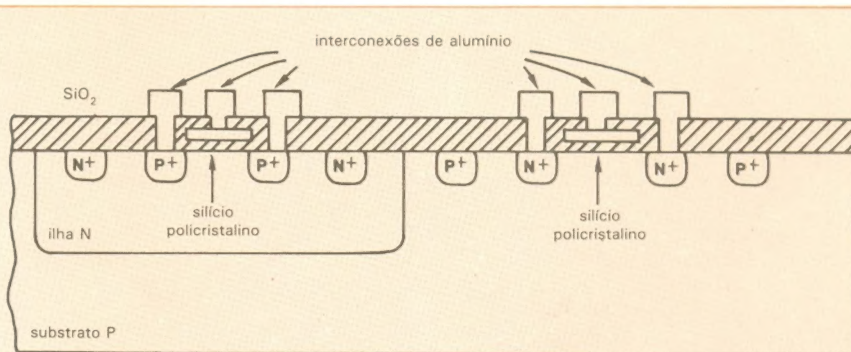


Fig. 3

Com a reversão da estrutura original do CMOS cavidade P, foi criada a estrutura CMOS, cavidade N, que se sobrepõe a muitos dos passos de processamento da tecnologia NMOS.

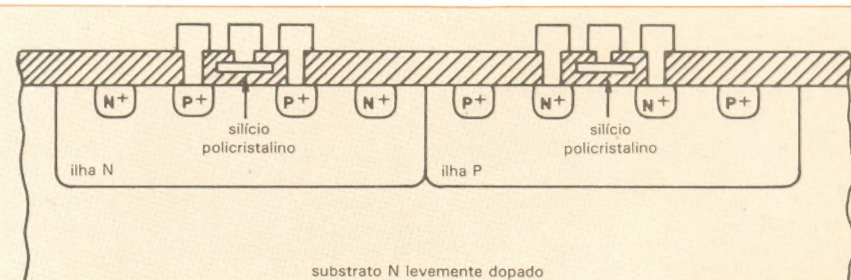


Fig. 4

Uma estrutura com cavidade dupla, que funde numa única pastilha os conceitos da cavidade tipo P e da cavidade tipo N, viabiliza a otimização de ambos os tipos de TEC-MOS.

da por dopagem retrógrada da cavidade com implantação de alta energia — que produz um máximo de concentração abaixo da superfície — ou pela difusão de uma cavidade razoavelmente dopada, realizando uma contradopagem para reduzir a concentração (de dopagem) na superfície. Uma das aplicações da cavidade retrógrada envolve a implantação profunda de boro. Nessa técnica, o boro define as regiões para os TEC-MOS canal N, operando como “faixa de guarda” de isolamento de campo elétrico, que, por sua vez, minimiza as fugas entre os transistores. Com isso, há o corte do ganho de corrente por um fator de 10, quando comparado com o processo cavidade P convencional.

Também está se tornando prática comum na aplicação da tecnologia CMOS, a fabricação de seus elementos sobre uma camada epitaxial desenvolvida sobre um substrato de baixa resistividade. Este substrato cria por si próprio um canal de eliminação de correntes espúrias que, tal como no caso anterior, poderiam polarizar diretamente a estrutura PNP e provocar o arrocho. Na figura 5, mostramos um inversor CMOS construído sobre uma camada epitaxial, que, possuindo pureza muito elevada, apresenta resistividade igualmente elevada, possibilitando a construção de TEC-MOS de boa qualidade. A baixa dopagem da camada epitaxial permite também a construção simples de regiões P e N, que operem como bloqueadores reduzindo o ganho das estruturas PNP. Além disso, sob a camada epitaxial de alta resistividade, temos as correntes de fuga espúrias e os ruídos. A combinação elimina praticamente o fenômeno de arrocho, a não ser que se aplique tensões excepcionalmente elevadas, e que sejam capazes de disparar as estruturas PNP. A eliminação de ruídos prevê, também, uma excepcional resistência à radiação dos CMOS com camada epitaxial. Nessa tecnologia, há uma versão CMOS do microprocessador 8085, com seu conjunto de CIs periféricos, que suporta níveis de radiação de até 10^5 rads.

A utilização do *Crescimento Epitaxial por Feixe Molecular — CEFEM* — viabiliza o crescimento de camadas epitaxiais em áreas selecionadas da pastilha, otimizando deste modo o processo descrito. Este, por sua vez, encontra-se em desenvolvimento, sendo

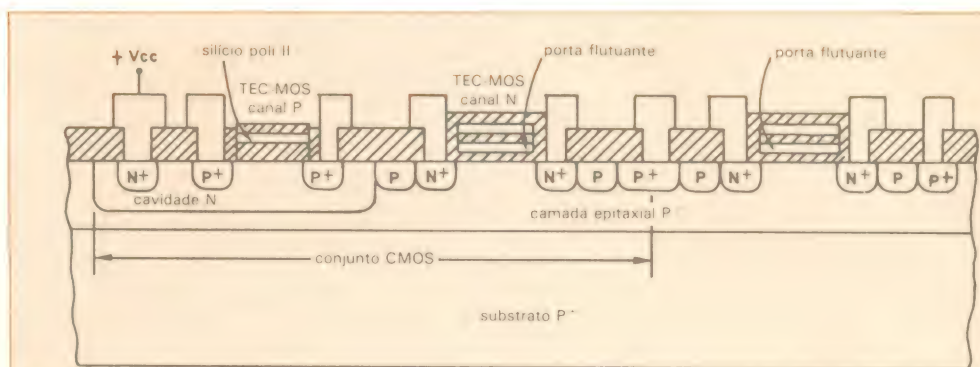
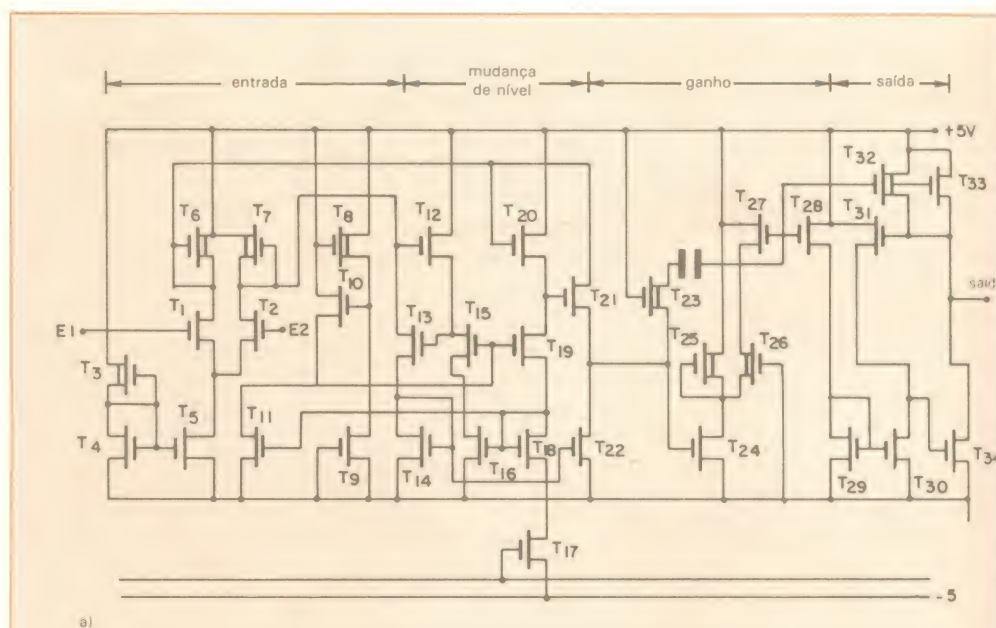
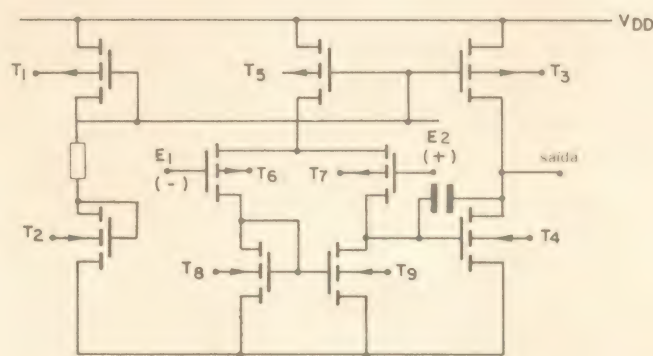


Fig. 5

Uma camada epitaxial de silício depositada sobre o substrato reduz automaticamente o ganho de estruturas PNP.



a)



b)

Fig. 6

A implementação TEC-MOS canal N, mostrada em a, requer um circuito muito mais complexo do que o resultante da implementação com circuitos CMOS, apresentada em b.

aplicado comercialmente apenas a componentes especiais. A previsão, contudo, é que em 1990 ele esteja sendo amplamente empregado em CIs de silício. Alternativamente, camadas epitaxiais localizadas podem ser desenvolvidas sobre lâminas de silício, procedendo-se da seguinte forma: a) deposita-se óxido de silício (SiO_2) sobre toda a lâmina; b) abre-se janelas nesse óxido, nas regiões onde se deseja desenvolver as camadas; c) cobre-se toda a lâmina com nitreto de silício (Si_3N_4); d) abre-se novamente janelas nas regiões em que se deseja o desenvolvimento epitaxial, tendo-se o SiO_2 protegido por paredes laterais de nitreto de silício; e) com isso, pode-se desenvolver entre as regiões, camadas epitaxiais que formam as ilhas isoladas. Este processo tem sido usado na construção de algumas estruturas CMOS porta simples, tanto cavidade P como N e dupla.

Tecnologias de corpo de substrato

— Como já dissemos, a simplicidade de projeto e o baixo consumo de potência das aplicações CMOS, tanto em circuitos digitais como em analógicos, tornaram esta tecnologia uma das melhores opções. Enquanto a tendência dos sistemas evolui para um aumento das aplicações digitais de processamento de sinais e outras funções, a maior parte das saídas de sensores e transdutores é analógica, sendo a tecnologia CMOS ideal para ambos. A excursão de tensão trilha a trilha (de 0V a $+V_{cc}$), a melhor imunidade a ruídos e o maior ganho disponível, tudo isso contribui para uma maior facilidade dos projetos CMOS. Na figura 6 esboçamos os amplificadores operacionais (NMOS e CMOS) equivalentes, onde se pode notar a diferença de complexidade de circuitos. Já a figura 7 mostra uma tabela, indicando a redução do número de geradores de

relógio para uma memória dinâmica de 64 kbits (este número foi reduzido de 40 para 14). Os circuitos CMOS possibilitaram, também, a redução de 500 transistores de circuitos periféricos genéricos.

Já dissemos que as técnicas mais comuns de fabricação CMOS requerem um espaçamento mínimo de muitas micras entre os TEC-MOS, canais P e N. Esta área perdida influi diretamente no índice custo/eficiência das memórias de grande capacidade fabricadas com apenas um tipo de TEC-MOS (usualmente NMOS), além de acarretar um atraso considerável no desenvolvimento de CIs CMOS de tipo genérico. Hoje, diversos microprocessadores estão sendo reprojados, para serem implementados com tecnologia CMOS, visando reduzir a potência consumida.

Outra alternativa para se economizar potência é utilizar CMOS apenas nos pontos críticos da tecnologia combinada com NMOS. Este recurso tem sido o grande estimulador do uso da tecnologia CMOS cavidade N. Em uma fotomáscara extra ou num esquema de auto-registros, podem ser fabricados dispositivos canais P e N de alto desempenho, à custa de maior complexidade do processo.

Junções rasas de desempenho otimizado, associadas a dispositivos menores e maior densidade, aumentam a resistência dos elementos da estrutura de um CI. O problema está sendo controlado pela utilização de metais refratários e silicetos, para se obter trajetos de corrente de menor resistência, conjunidos com camadas de difusão mais finas.

A tecnologia CMOS tem tido papel de destaque em uma série de novas implementações. Como exemplo, podemos citar as várias famílias lógicas de alto desempenho, que vêm sendo produzidas por diversas empresas do setor. Entre os microprocessadores, podemos destacar o 80C85, os microprocessadores e microcomputadores 14804, 14805, o 68HC11, o 68020 e seus periféricos (o 68020 é fabricado com a tecnologia híbrida CMOS/NMOS). A tecnologia CMOS está possibilitando, também, a elaboração de CIs semidedicados, havendo diversos fabricantes que oferecem pastilhas com portas CMOS de alto desempenho. Os circuitos CMOS estão ainda sendo empregados em linhas completas de modems, filtros, codecs, conversores

Complexidade CMOS comparada ao estado da arte NMOS

Tabela 1

Características principais	CMOS 64kbits	NMOS 64kbits
Número de geradores de relógio	14	40
Número de transistores utilizados em circuitos periféricos, lógica casual	1100	1600
Razão da área do arranjo de células para a área da pastilha	0,50	0,40
Razão da área de redundância para correção de falta para a área total da pastilha	0,68	0,55

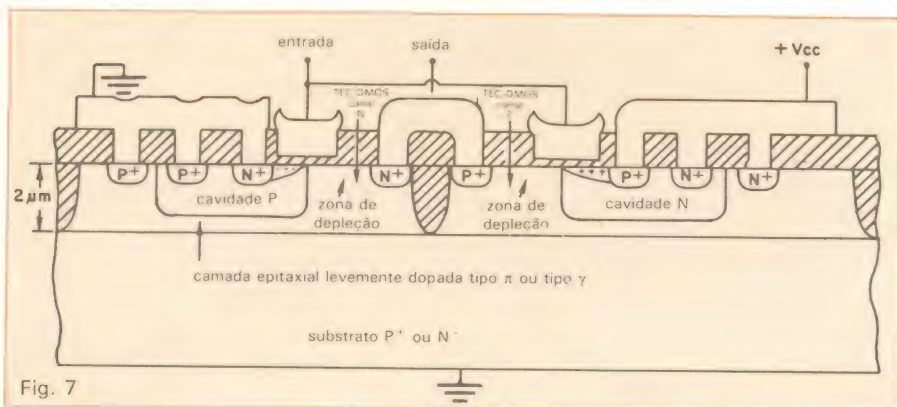


Fig. 7

A tabela ilustra um estudo com memórias de acesso direto de características similares, utilizando tecnologias CMOS e NMOS.

análogo-digitais, MALs e MALREs e em vários outros circuitos.

Os projetos em desenvolvimento no momento atual situam-se na faixa de 0,5 μm para os CIs-VEMA, e em 2 μm , para o caso dos microprocessadores e periféricos comerciais avançados que utilizam silicetos. Ainda este ano deverão ser introduzidas memórias MADs com tecnologia de 1,5 μm .

A expectativa para o integrado CMOS, é de que ele, até o final da década, atinja 10 milhões de dispositivos por pastilha. Para este fim, a área média dos TEC-MOS individuais deverá ser reduzida dos atuais 400 μm^2 para 8 μm^2 — ou seja, um fator de 50 em apenas seis anos. Isto ocorrerá, provavelmente, quando os transistores forem colocados em mais do que uma camada, aumentando-se as camadas de interconexão para quatro ou mais, além de se utilizar litografia submicro-métrica.

Para encerrarmos esta discussão preliminar sobre os integrados CMOS

CMOS: milhões de dispositivos em cada pastilha

de corpo de substrato, vamos considerar aqueles que são construídos com dispositivos DMOS. Chamaremos estes CIs de CDMOS. Para sua construção, parte-se de uma lâmina substrato, levemente dopada, que chamaremos de π , se a dopagem tender a P^- , ou γ , se ela tender a N^- . Pode-se, também, utilizar uma camada epitaxial levemente dopada, desenvolvida sobre um substrato de dopagem elevada. A tecnologia de oxidação local LOCOS permite a separação da camada epitaxial em ilhas, levemente dopadas. Nessas ilhas, podemos difundir cavidades P e cavidades N, obtendo-se um perfil, conforme a figu-

ra 8. Onde temos a cavidade P, podemos difundir regiões N^+ , que irão constituir a fonte e o dreno do TEC-DMOS canal N. No caso de dispormos da cavidade P podemos difundir regiões P^+ , que, por sua vez, irão constituir a fonte e o dreno do TEC-DMOS canal P.

O leitor pode observar que as regiões de oxidação local LOCOS separam o dreno do TEC-DMOS canal P e, assim, garantem a formação de regiões de deriva para ambos os dispositivos DMOS. No caso da figura 8, outras regiões LOCOS separam o presente inversor CDMOS de outras portas lógicas presentes no CI.

Estudamos nesse artigo as principais tecnologias CMOS de corpo de substrato. Em artigos posteriores, continuaremos os estudos dessas tecnologias, bem como sua utilização para implementar CIs CMOS. Nos artigos conclusivos desta série estudaremos aplicações lineares e digitais e suas principais características.

GRAVE NA MEMÓRIA

IBRAPE

FAIRCHILD
A Schlumberger Company

TECCOR
TECCOR ELECTRONICS INC.

RAYTHEON

GENERAL
SEMICONDUCTOR
INDUSTRIES, INC.

SSS

National
Semiconductor

SSS

ICOTRON
UMA ORGANIZAÇÃO SIEMENS

MOTOROLA

TEXAS INSTRUMENTS

TELEDYNE
SEMICONDUCTOR

FONE - 222-2122

TLX: 011-24888

ATRAVÉS DESTES NÚMEROS SEUS DEPARTAMENTOS DE COMPRAS E ENGENHARIA PODEM
CONTACTAR A TELEIMPORT, O DISTRIBUIDOR QUE HÁ MAIS DE 15 ANOS OFERECE
PRODUTOS DE PRIMEIRA LINHA E UM ÓTIMO ATENDIMENTO ÀS INDÚSTRIAS DE ELETÔNICA E INFORMÁTICA
DIODOS · TRANSISTORES · TIRISTORES · CIRCUITOS INTEGRADOS

Teleimport
Eletrônica Ltda.

Rua Sta. Ifigênia, 402 - 8.º ao 10.º and.

01207 São Paulo - SP - Brasil

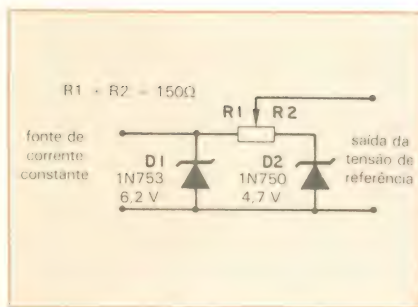
2 zeners compensam efeito da temperatura

O diodo zener de precisão é bastante utilizado por "hobistas", técnicos e engenheiros na montagem de fontes sofisticadas, circuitos A/D e D/A etc. Porém, um grande obstáculo à utilização desse dispositivo é seu alto preço, além da dificuldade de encontrá-lo no mercado. Para remediar tal situação, o circuito da figura constitui um simples, porém eficiente sistema de se obter um coeficiente de temperatura ajustável, tirando proveito das características dos diodos zener.

Sabe-se que os zeners com tensões de ruptura abaixo de 5 V, aproximadamente, exibem um coeficiente de temperatura negativo, ao contrário daqueles com tensões de ruptura acima desse valor. Os diodos empregados nesse circuito não precisam ter, necessariamente, a mesma curva de coeficiente para se obter uma operação correta. A questão, na verdade, é tomar a saída no ponto em que o divisor de tensão forneça o coeficiente de temperatura desejado. Apenas quando os diodos forem selecionados com tensões muito acima ou abaixo de 5 V, o valor de R_{total} deverá ser elevado, para se conseguir a corrente adequada através de D2 — elevação que aumentará a resistência de saída, podendo ser indesejável, em alguns casos.

Os diodos e o potenciômetro escolhidos constituem uma resistência de saída inferior a 75Ω — que pode ser calculada pela fórmula:

$(R_{D1} + R1)(R_{D2} + R2)/R_{D1} + R_{D2} + R1 + R2$
onde R_{D1} e R_{D2} são as impedâncias dos diodos zener. As correntes desses diodos foram fixadas em 10 mA, com base nas tensões nominais do 1N753 e 1N750. A razão final de $R1/R2$, que vai estabelecer o coeficiente de temperatura exato, deve ser determinada por tentativa e erro.



Uma razão aproximada pode ser determinada para a condição de coeficiente nulo de temperatura, conhecendo-se o valor exato para uma corrente de 10 mA em ambos os zeners e comparando essas tensões com 5 V. Assumindo, por exemplo, que $V_{D1} = 6,2 \text{ V}$ e $V_{D2} = 4,7 \text{ V}$, as diferenças em relação a 5 V são 1,2 V e 0,3 V, respectivamente. Tem-se, portanto, $R1/R2 = 1,2/0,3$ e, como $R1 + R2 = 150 \Omega$, $R1 = 120 \Omega$ e $R2 = 30 \Omega$.

Esses valores podem ser aproximados, já que a tensão de crossover não é exatamente 5 volts. Utilizando resistores de fio, foi possível conseguir unidades compensadas com desempenho superior a $\pm 0,001\%/^{\circ}\text{C}$, numa faixa de temperatura de -40°C a 100°C . Providenciando uma boa troca térmica entre os zeners e maior cuidado na seleção dos valores, pode-se obter desempenhos ainda melhores.

Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da revista Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de duas páginas, no máximo; em cada edição divulgaremos uma entre as várias idéias que recebermos.



Curso Magistral em ELETRÔNICA Instituto Nacional CIÊNCIA

TODA A ELETRÔNICA EM UM SÓ CURSO MAGISTRAL

Você receberá em 48 Remessas, mais os Prêmios ao Graduado, todos os Elementos, Materiais, Ferramentas, Aparelhos, Kits, Instrumentos e TV a Cores completo que lhe entrega CIÊNCIA para sua mais completa e Garantida formação Técnico-Profissional.

NOVO MÉTODO M.A.S.T.E.R. COM MULTIPRÁTICA EM CASA

O Instituto Nacional CIÊNCIA incorporou o Método MASTER com total segurança e válido Treinamento em seu Lar com os Textos e Equipamentos de MULTIPRÁTICA EM CASA, e um opcional e valioso TREINAMENTO PROFISSIONALIZANTE FINAL.

TODO GRADUADO DE TÉCNICO EM ELETRÔNICA SUPERIOR TERÁ RECEBIDO:

- 1 SUPER KIT Experimental GIGANTE para experimentar progressivamente 20 Aparelhos Eletro-Eletrônicos mais 3 Instrumentos Exclusivos (Em Caixas Metálicas, não Plásticas), com todos os Materiais necessários para fazê-los funcionar, montados por você mesmo!!!
- 24 Ferramentas de Oficina.
- 1 Laboratório para Fabricar Placas de C.I.
- 6 Reprodutores de som (Autofalantes e Tweeters).
- 1 Gravador K-7 e 6 Fitas Didáticas pré-gravadas.
- 1 Gerador de AF e RF, com Garantia de Fábrica.
- 1 TV a Cores completo.
- 1 Gerador de Barras para TV, com Garantia de Fábrica.
- 1 Multímetro Digital, com Garantia de Fábrica.

BENEFÍCIOS EXCLUSIVOS:

Em forma inédita no Brasil você poderá capacitar-se em eletrônica com o mais completo e moderno Material Didático.

O valioso e completo Equipamento que entregamos, mais os importantes Textos e Manuais Profissionalizantes e de Empresas do "CEPA — GENERAL ELECTRIC — GETTERSON — HASA — HITACHI — MEGABRAS — MOTOROLA — PHILCO — PHILIPS — R.C.A. — SANYO — SHARP — SIEMENS — SONY — TELERAMA — TEXAS — TOSHIBA, WESTINGHOUSE Co. e outros, mais Lições TEMA A TEMA, Circulares Técnicas, PASTAS e Materiais Técnicos Didáticos diversos, mais as BOLSAS DE ESTUDO COMPLETAS de Especialização para nossos Graduados, com Estágios em Empresas e no CEPA.

Esta OBRA EDUCACIONAL é uma realidade graças ao apoio e respaldo que importantes Instituições, Empresas e Editoriais Técnicas brindam com todo merecimento a CIÊNCIA, pelo sólido prestígio ganho em base a cumprimento, ideais de serviço e autêntica responsabilidade.



Um emulador para EPROMs

Acabou o método de tentativa e erro no desenvolvimento de programas em EPROM. Veja como o emulador é uma ferramenta indispensável para quem trabalha com circuitos digitais

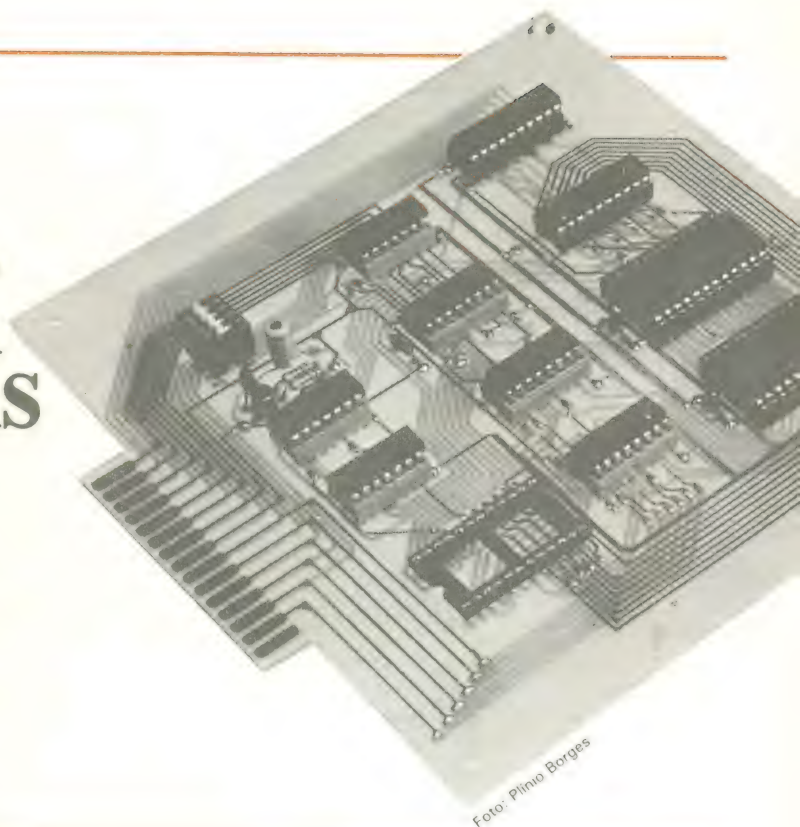


Foto: Plínio Borges

O verbo "emular", segundo o Aurélio, exprime ação de disputa ou competição. Em nosso caso, porém, a idéia mais aproximada é a de substituição — pois o emulador consiste em uma interface que permite, no projeto de sistemas controlados por microprocessador, atuação direta na área de memória destinada ao programa monitor, a fim de agilizar o cansativo e moroso processo de depuração de programas gravados em EPROM.

Em outras palavras, com ele é possível converter temporariamente, num sistema em desenvolvimento, a área de memória não volátil em volátil, à qual se tem fácil acesso, permitindo alterações rápidas no programa em formação. Ou seja, enquanto o emulador está em operação, a EPROM do sistema é substituída por memórias RAM, cujo conteúdo pode ser facilmente alterado, até que o programa esteja rodando com perfeição. Em seguida, feita a depuração, pode-se gravá-lo definitivamente numa ROM ou EPROM. Claro que esse processo é igualmente válido para qualquer coisa que se queira gravar em memórias não voláteis, mas que precisa antes ser depurada.

O emulador, por sua vez, pode ser usado em qualquer sistema que empregue microprocessadores e memórias desse tipo, tais como computadores, controladores lógicos programáveis, comandos numéricos, *firmware* de impressoras. Além disso, pode ser acoplado com qualquer micro das linhas

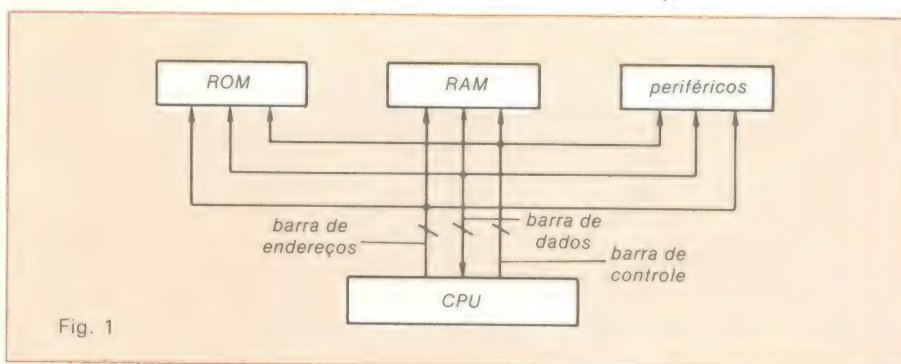


Fig. 1

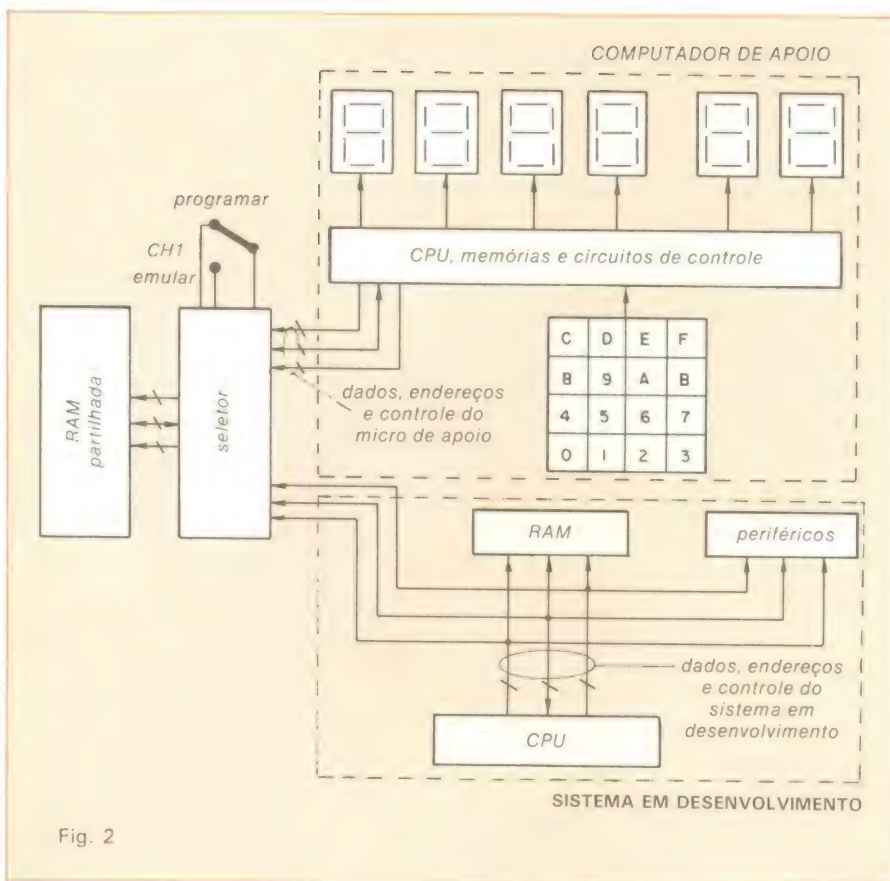
Apple, Sinclair ou de desenvolvimento, como o Nestor.

Em detalhes — Vamos ilustrar com um exemplo genérico, para tudo isso ficar mais claro. Na figura 1 temos a configuração básica, em blocos, de um sistema baseado em qualquer microprocessador comercial (8080, 8085, Z-80, 6502 etc.). Para que esse sistema hipotético possa realizar as funções desejadas, será imprescindível a combinação de duas partes distintas, de campos de ação bem definidos: o *hardware*, ou parte física do sistema, representado pelos vários circuitos envolvidos, e o *software*, representado pelo programa monitor gravado na ROM e responsável pela execução das tarefas.

Em geral, no projeto de um micro, por exemplo, define-se primeiramente o *hardware*, para depois passar à confecção de um programa monitor, que vai definir as funções do circuito. Nesse ponto aparece a maior dificuldade de realização do sistema, pois é raro

que um programa desse tipo — normalmente com um grande número de instruções básicas codificadas — rode imediatamente. Assim, o único caminho a seguir será a montagem do programa monitor por etapas, que deverão ser testadas sistematicamente, até que todo o conjunto esteja funcionando perfeitamente.

São de grande valia nessa tarefa as memórias EPROM, alojadas no bloco "ROM" da figura 1, já que permitem o apagamento dos dados armazenados por luz ultravioleta. Passemos agora à figura 2, que nos mostra o mesmo sistema, mas incluindo uma interface de emulação. O bloco "Computador de Apoio" indica que através de um sistema qualquer — que possua ao menos um teclado e um *display* — podemos ter acesso ao bloco "RAM partilhada", quando a chave CH1 é posicionada para programar; isto faz com que o computador de apoio seja acoplado com essa memória, desconectando-a do sistema em desenvolvimento. Pode-



mos, dessa forma, através do teclado, carregar diretamente nela o programa monitor que estamos confeccionando.

Feito isso, a chave CH1 é comutada para emular, acoplando com a RAM partilhada ao sistema em desenvolvimento, e permitindo um teste *in loco*. O processo de montagem de programas fica então enormemente facilitado, uma vez que a cada erro de programação basta inverter a posição da chave para fazer as modificações exigidas, diretamente na área do programa. Essa técnica consiste, portanto, em "mascarar" a área de memória não volátil de um sistema em desenvolvimento em uma outra memória, volátil e facilmente alterável, através de um computador externo de apoio.

O emulador NE — O circuito que estamos sugerindo foi projetado para substituir diretamente, em qualquer sistema, até 4 kbytes de memória ROM ou EPROM, sendo o ideal para servir de apoio ao desenvolvimento de controles inteligentes. Como atualmente a maioria desses sistemas emprega EPROMs do tipo 2716 (2 k) ou 2732 (4 k), consideramos conveniente prever uma substituição direta dessas memórias. Utilizamos o Nestor como computador de apoio em nosso protótipo, que pode



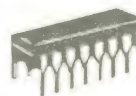
Eletrônica Luniv

Uma "senhora" loja. Temos tudo em eletrônica.



Kits

Novokit-JME
Dialkit-Laser



Componentes

Transistores-CI's
Tiristores-Diodos
Zener's-Optos

Geral

Manuais-Fontes-Agulhas-Fitas
Caixas de som - Alto falantes
Microfones - Fios

Equipamentos

Trio-Kenwood-Sanwa
Labo-Kaise-
Dynatech-Fluke, etc.



*Preços baixos mesmo.
Venha conversar conosco.*

Rua República do Líbano, 25-A — Centro
Fones: 252-2640 e 252-5334 — Rio de Janeiro

Entradas e saídas do 74LS157

Tabela 1

\overline{CS} (pino 15)	SE (pino 1)	entradas A B	saída Y
1	X	X X	0
0	0	0 X	0
0	0	1 X	1
0	1	X 0	0
0	1	X 1	1

mesmo ser considerado como mais um periférico do já famoso micro. O diagrama de blocos da figura 3 nos permite, então, analisar o princípio de operação de nosso emulador específico.

Observe, primeiramente, que as setas indicam o sentido de fluxo dos sinais. Desse modo, o Nestor fornece ao emulador as 12 linhas de endereçamento ($A_0 - A_{11}$), encarregadas de endereçar a RAM partilhada do emulador, sempre que CH1 estiver fechada (ou se-

ja, na posição "programar"). O micro sempre poderá endereçar os 4 k de memória independentemente da posição de CH2, cuja função será descrita mais adiante.

A linha \overline{WR} exerce uma função importante no sistema: quando está em "1", permite que os dados da RAM sejam lidos pelo Nestor; e quando em "0", possibilita ao micro inserir dados na memória do emulador. Observe que o barramento de dados que interliga micro e emulador é bidirecional. As linhas de seleção de memória (Y_4 a Y_7) posicionam a memória partilhada do emulador na posição entre os endereços 1000H e 1FFFH — ou seja, **para o Nestor, especificamente**, a área de programação dos 4 k de RAM tem início no endereço 1000H.

A conexão entre o emulador e o sistema em desenvolvimento é feita através de um soquete de 24 pinos, cuja disposição é idêntica à de uma memória 2716 ou 2732. Esse soquete deve ser acoplado com o soquete de memória do sistema sob emulação, por intermédio de um cabo multiveias. Com CH1 aberta (posição "emular"), o endereçamento do soquete (o que vem do sistema em construção) apenas seleciona dados para leitura, a partir da memória partilhada. Assim, para o sistema em desenvolvimento, tudo se passa co-

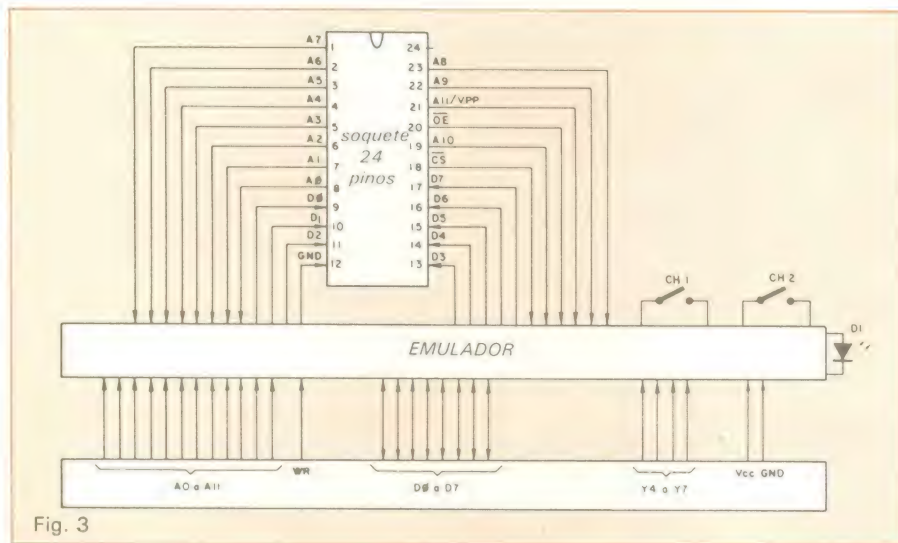


Fig. 3

A PRIORITY oferece o mais novo modelo da ICEL-KAISE.

O multímetro digital modelo SK-6201.

- * Escala automática
- * 3 1/2 dígitos (LCD)
- * Teste de continuidade audível
- * Teste de diodos e transistores
- * Indicação de bateria fraca
- * Proteção contra sobrecarga

Preço: 42,88 ORTN'S!

Também possuímos grande estoque dos modelos analógicos, além do alicate amperométrico de leitura até 300 A.



Priority Eletrônica Comercial Importadora e Exportadora Ltda. — Rua Santa Efigênia 497
Telefones: 222-3444 — Telex (011) 23070 — 24038 — 36247

mo se a memória partilhada fosse uma ROM ou EPROM.

As linhas \overline{CS} e \overline{OE} , quando em "0", indicam que a memória partilhada foi requisitada pelo sistema e, nessa condição, o emulador vai colocar os dados (correspondentes ao endereçamento selecionado) no barramento de dados unidirecional. Para o sistema em emulação, a área da memória partilhada estará compreendida entre 0000H e 0FFF.

Vejamos agora o que faz a chave CH2: quando aberta, ela está adaptada a memórias 2716 e restringe o endereçamento do sistema em emulação para o máximo de 07FFH; quando fechada, posição própria para memórias tipo 2732, permite a utilização dos 4 k de memória partilhada pelo sistema. Logo adiante, ao analisar o circuito do emulador, vamos perceber que, para uma determinada condição, essa chave vai permitir o acesso do sistema somente à área mais significativa da RAM partilhada.

Por fim, o LED D1, quando aceso, indica que o sistema sob desenvolvimento encontra-se em condições de ter acesso à memória partilhada (emulação); e, quando apagado, que o Nestor tem direito ao acesso (programação).

Operação — A figura 4 traz o circuito completo do emulador proposto. Observe, de imediato, que o sistema conta com duas interligações externas: a primeira feita com o Nestor, através de um conector de placa, e a segunda, com o sistema em desenvolvimento, por meio do soquete SQ1. No esquema, essas ligações estão representadas por símbolos, nas extremidades das linhas; assim, "♀" significa uma conexão com o Nestor e "Y", com o soquete SQ1.

Vê-se que, inicialmente, as barras de endereçamento do Nestor e do sistema em construção são aplicadas a três seletores do tipo 74LS157 (CI1, CI2 e CI3), cujo funcionamento vamos descrever rapidamente, com base na Tabela 1. De imediato, pode-se observar que o pino 15 (\overline{CS}) libera (quando em "0") ou inibe a operação do seletor. Já o pino 1 (SE), sempre que está em "0", permite que o seletor interligue as entradas 1A a 4A com as saídas (1Y a 4Y), desativando as entradas 1B a 4B; caso esse pino seja levado a um nível alto, ocorre o oposto: as entradas "A" ficam desativadas e as "B", acopladas à saída.

Assim, quando o pino 6 de CI4 estiver em "1", as saídas dos seletores serão conectadas à barra de endereçamento do sistema em desenvolvimento (condição de emulação); por outro lado, estando ele em "0", as mesmas saídas estarão ligadas à barra de endereçamento do Nestor (condição de pro-

gramação). Já é possível notar que as saídas Y de CI1, CI2 e CI3 fornecem o endereço para a memória partilhada do emulador — representada por CI7 e CI8, duas memórias RAM estáticas do tipo 6116.

Observe, agora, que o estado lógico do pino 6 de CI4 é comandado pela chave CH1, servindo o LED D1 como indicador de que o circuito encontra-se em condições de emular um sistema em construção. Mas o nível lógico do pino 6 de CI4 também inibe ou habilita, através do pino 10 de CI5, a linha \overline{CS} (pino 19) de CI9 — integrado composto por 8 buffers bidirecionais, cuja principal função é a de isolar barramento interno de dados do emulador durante uma emulação. Para que CI9 seja ativado, com $\overline{CS} = 0$, é preciso que os pinos 9 e 10 de CI5 estejam no nível baixo; assim, somente será possível selecionar

CI9 quando CH1 estiver fechada e uma das entradas Y de CI4 — que recebem o sinal do decodificador de memória do Nestor — estiver em "0".

Portanto, sempre que o circuito estiver emulando um determinado sistema, o Nestor não poderá ter acesso à área de memória partilhada; e, da mesma forma, quando o micro estiver programando a memória, o sistema será impedido de ler os dados contidos na mesma. Por outro lado, a linha \overline{WE} permite que o Nestor possa gravar e ler dados na área de memória partilhada, direcionando, segundo o estado lógico dessa linha, o fluxo de dados através de CI9.

A porta B de CI6 tem por função inibir ou não o acionamento do buffer de saída dos dados (CI10) para o sistema em construção. Para que possa ter os dados contidos na memória partilhada,

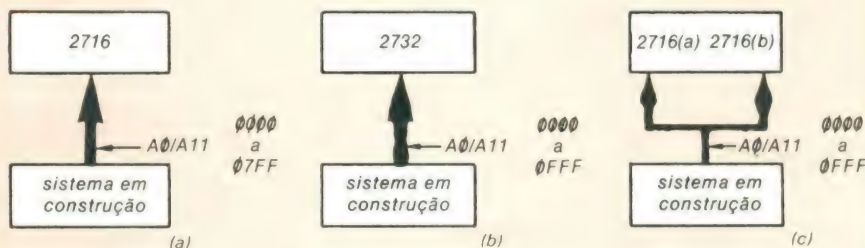


Fig. 5

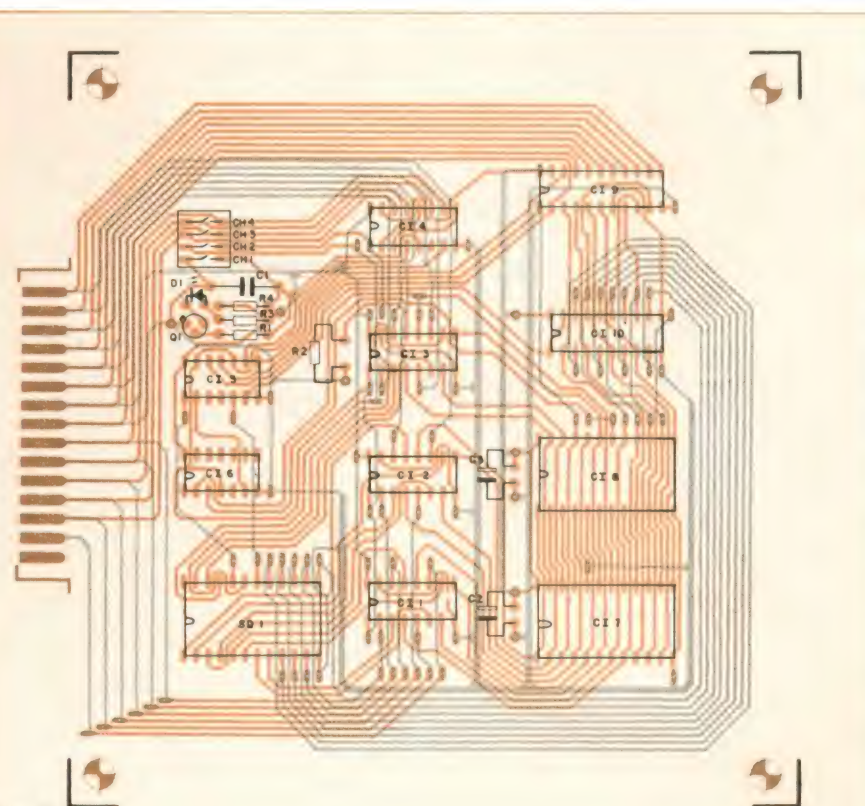


Fig. 6

o sistema deve mandar, através dos pinos 18 e 20 do soquete SQ1, a informação $\overline{CS} = \overline{OE} = 0$. No entanto, os dados somente irão atingir a saída de CI10 se CH1 estiver aberta — evitando que o sistema possa ter acesso à RAM durante a programação.

Para memórias do tipo 2716, o pino 21 de SQ1 corresponde ao terminal de programação VPP, que, quando em operação normal (leitura), deve ser levado a Vcc, para o perfeito funcionamento da memória. Para memórias do tipo 2732, esse mesmo pino corresponde à linha de endereços mais significativo (A11).

Pode-se observar que, com a chave CH2 aberta, a informação vinda do pino 21 de SQ1 não pode atingir a entrada 4B de CI3 (pino 13); desse modo, o sistema em construção poderá endereçar somente 2 kbytes da memória par-

tilhada, com um endereçamento que vai de 0000H até 07FF — correspondente ao de uma memória 2716. Com CH2 fechada, porém, a informação que vem do pino 21 do soquete vai atingir a entrada 4B e o sistema poderá endereçar toda a área de memória RAM — de 0000 até 0FFF. Ao mesmo tempo, pode-se utilizar CH1 fechada para emular a parte superior de 2 k da memória partilhada (que corresponde ao endereçamento que vai de 0800H até 0FFFH).

Esse procedimento possibilita emular por partes um sistema que possua 4 k de monitor, a partir de duas memórias 2716. Observe, por exemplo, a figura 5. A parte (a) ilustra um sistema do tipo Nestor, onde o programa monitor encontra-se numa memória tipo 2716; em sistemas com essa área de monitor, utiliza-se o emulador com a chave

CH2 aberta. Na figura 5b temos um sistema cujo monitor emprega os 4 kbytes de uma memória tipo 2732; nesse caso, utiliza-se o emulador com a chave CH2 fechada. Por último, na figura 5c, a área ocupada pelo monitor é também de 4 k, mas armazenado em duas memórias tipo 2716 — a primeira cobrindo de 0000H a 07FFH e a segunda, de 0800 a 0FFF; aqui deve-se emular os 2 k iniciais com CH2 aberta e os 2 k finais, com a mesma fechada.

Como no caso da 2716 o pino 21 de SQ1 é sempre levado a Vcc, na emulação da segunda memória de 2 k, esse pino estará em “1” — o que irá acionar automaticamente a memória CI8, correspondente ao endereçamento mais significativo da memória partilhada. Esse é um fator muito importante, pois evita que o operador, ao utilizar o emulador nesse tipo de sistema, tenha

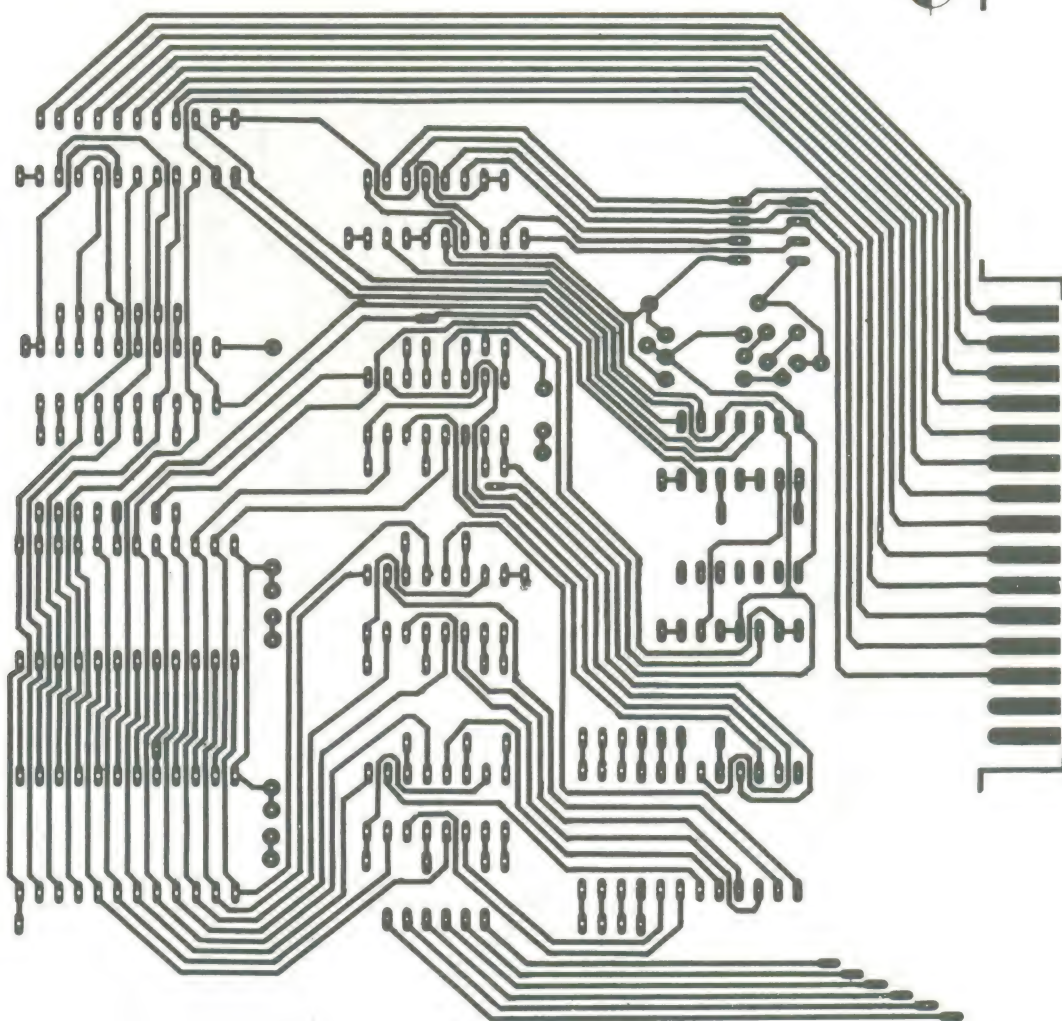


Fig. 6a

que lidar com uma relação de endereços (de programação e emulação) muito desiguais.

Basta, então, manter a relação abaixo, para facilitar o trabalho:

$$ADD_{Nestor} = ADD_{sist} + 1000H$$

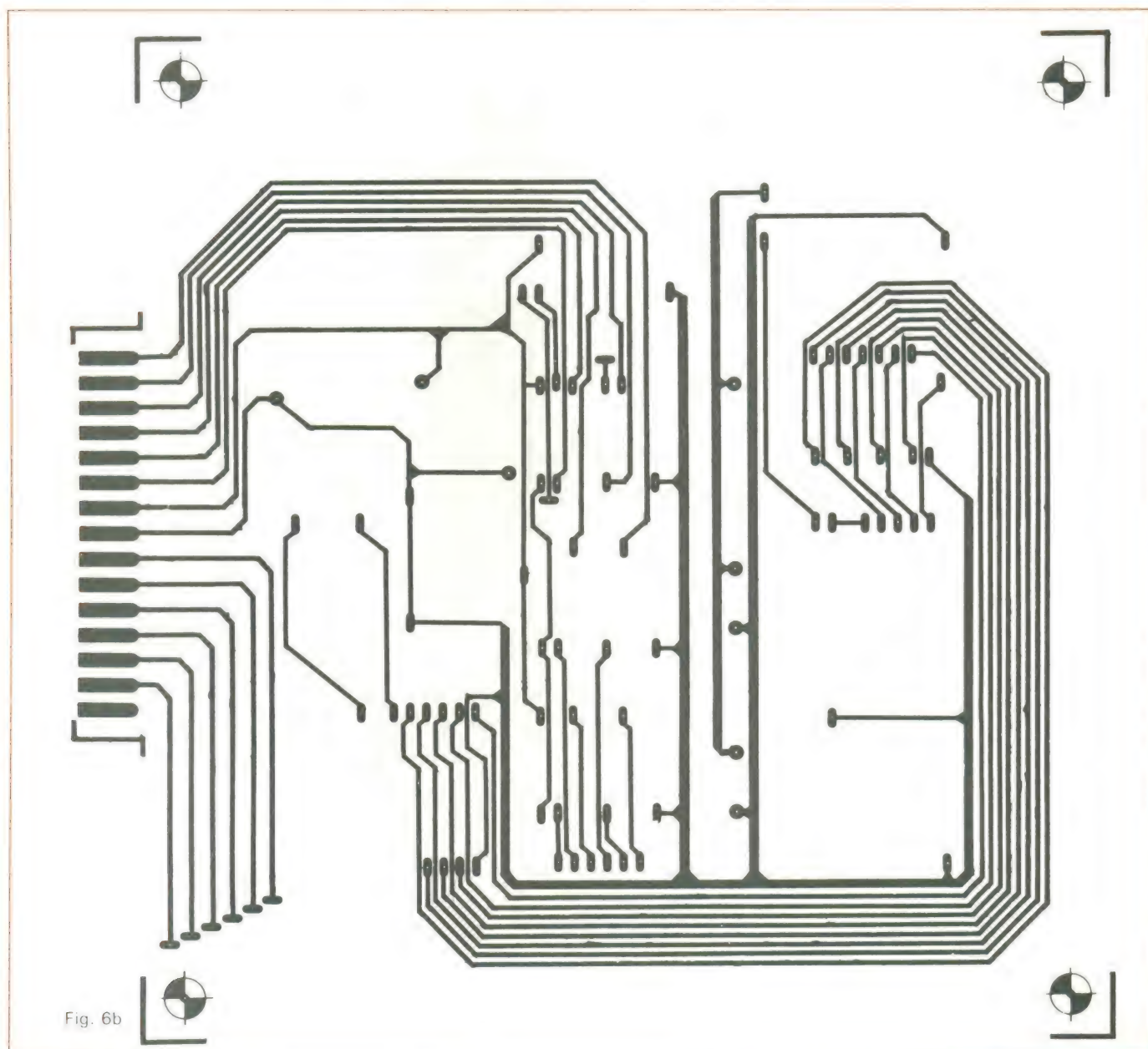
ou seja, o endereço de programação 1000H vai corresponder ao endereço de 0000H do sistema e assim por diante.

Por último, faltou falar sobre as chaves CH3 e CH4, que têm a função de interligar os pinos dos operadores A e B de CI4 — de modo a permitir que o

emulador possa ser utilizado pelos possuidores do micro Nestor II. Como o decodificador de memória dessa versão do Nestor seleciona de 2 k em 2 kbytes, essas chaves devem estar fechadas, nesse caso. Além disso, para o Nestor II são utilizados os pinos Y6 e Y7 do seletor de memória; assim, na modalidade de programação, o endereço da memória partilhada fica compreendido entre 3000H e 3FFFH, ficando válida a relação:

$$ADD_{Nestor} = ADD_{sist} + 3000H$$

Montagem — O emulador deve ser montado sobre uma placa de face dupla, de acordo com a sugestão da figura 6, onde ela aparece em tamanho natural e disposta de forma a ser facilmente copiada — seja pelo método manual ou fotográfico. Observe que as ilhas do traçado, onde não há componentes, devem ter furos metalizados ou pontes de uma face à outra. Além disso, é aconselhável utilizar placa de fibra de vidro e soquetes para todos os integrados. Aliás, para as memórias CI7 e CI8, além do soquete SQ1, será conveniente optar por modelos de pi-



nos torneados (como o tipo SPT 12, da Cellis, por exemplo).

Concluída a montagem, deve-se confeccionar um cabo para a interligação entre o emulador e o sistema em desenvolvimento, utilizando um cabo multiveias e dois soquetes torneados tipo SPT 12, conforme indica a figura 7. Para efetuar a conexão com o Nestor, a placa sugerida dispõe de um conector incorporado, cujos contatos são feitos com o próprio traçado de cobre. Cabe ao montador decidir a forma de fazer essa segunda interligação — se através de outro cabo multiveias ou diretamente num conector fêmea acoplado com a placa do micro.

Testes de operação — Como dissemos, o emulador pode ser adaptado a vários tipos de micro. No entanto, na versão que estamos apresentando, ele está pronto para trabalhar com o Nestor, micro de desenvolvimento lançado pela NE. Na figura 8 estão ilustradas, esquematicamente, as duas fiações de

interligação entre o emulador e o micro, em suas duas versões. Basta então acompanhar a sequência sugerida abaixo, feita especialmente para o Nestor publicado na *Nova Eletrônica*:

- Com o micro desligado, implemente a fiação sugerida na figura 8;
- Monte o circuito da figura 9, que servirá como apoio para os testes;
- Interligue, com um cabo multiveias, o soquete SQ1 do emulador com o conector do Nestor (ilustrado na figura 8);
- Certifique-se de que, na placa do emulador, CH1 está fechada (12716), CH2 aberta (programação) e CH3/CH4, abertas;
- Ligue o micro e insira, na área 0800H, o programa abaixo:
LD HL, 0000 — ORG 0800
LD DE, 1000
LD BC, 07FF
L DIR
RST 0

— Rode o programa da área 0800H e, após sua execução, verifique se a área de memória que vai de 1000H até

17FFH contém os mesmos dados que a área entre 0000 e 07FF (programa monitor do micro). Isto vai comprovar que o micro está tendo acesso à memória partilhada do emulador, na programação;

— Abra a chave CH1; o LED D1 deve acender;

— Coloque a chave CH12, no circuito auxiliar, em "0" e através das demais chaves (CH1 e CH11) enderece a memória partilhada; os dados lidos nos LEDs indicadores (D1 a D8) vão corresponder ao conteúdo do programa monitor do Nestor comprovando que o circuito auxiliar está tendo acesso à RAM partilhada.

— **Observações:** Em primeiro lugar, quando CH1 estiver aberta (condição de emulação), o micro não conseguirá ler ou gravar qualquer coisa na RAM partilhada, pelo endereço 1000H. E quando CH1 estiver fechada (condição de programação), não será possível ler os dados na RAM através do circuito auxiliar.

LANÇAMENTO

pantec

INSTRUMENTOS

OSCIOSCÓPIO

35 MHz



- Duplo traço
- 35 MHz, 2mV/div.
- Delayed sweep
- Linha de retardo
- Tubo retangular com reticulado interno
- Soma algébrica
- Operação X-Y
- Trigger Hold-OFF
- Modulação do eixo Z



TECNOLOGIA
QUALIDADE
GARANTIA

PANAMBRA

FABRICA E ASSISTÊNCIA TÉCNICA:
Rua Domingos Paiva, 224 - Tel.: 270-2066

VENDAS: Av. Senador Queiróz, 150 Tel.: 227-6722 - Telex: (011) 23797 SÃO PAULO

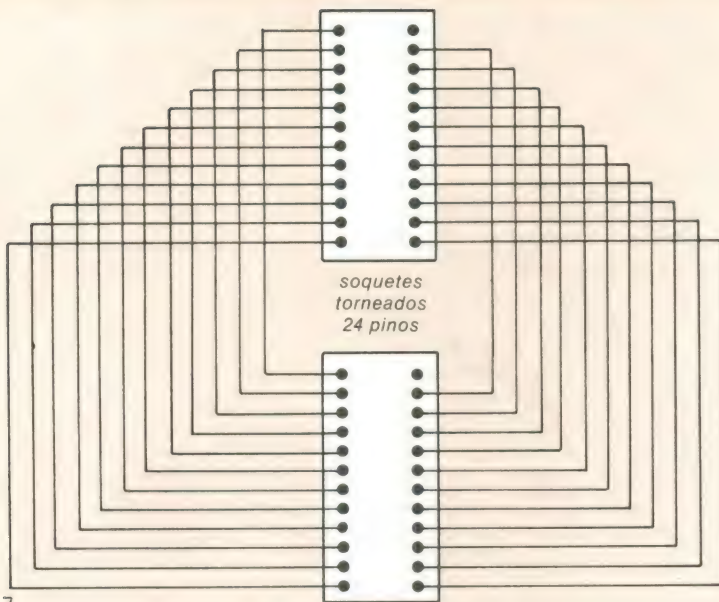


Fig. 7

lado superior do conector visto por trás

	A6	A9	A10	A7	A11	A8	Vcc	GND	A0	A4	A3	A5	A1	A2	S/C	
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	WE	A*	B*	C*	D*	S/C	S/C	

Nestor $\begin{cases} A = Y4 \\ B = Y5 \\ C = Y6 \\ D = Y7 \end{cases}$

Nestor II $\begin{cases} A = Y6 \\ B = \text{nada} \\ C = Y7 \\ D = \text{nada} \end{cases}$

Fig. 8 obs.: para o Nestor II as chaves CH3 e CH4 devem estar fechadas

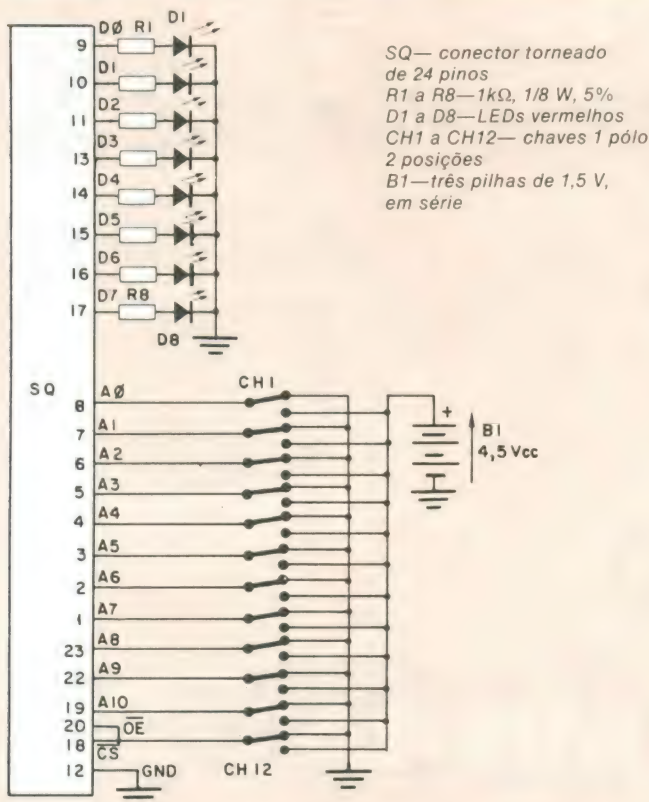


Fig. 9

Utilização — Para utilizar o emulador sugerido, basta fazer a interligação entre o circuito e o sistema em desenvolvimento e, em seguida, carregar o monitor do sistema na RAM partilhada, através do Nestor. Assim que o programa estiver carregado, é só abrir CH1, ligar o conjunto e emular o programa. Cabem, entretanto, algumas observações adicionais:

— O Nestor poderá operar normalmente em outras funções sempre que CH1 permanecer aberta; por outro lado, não terá acesso à memória partilhada;

— Não será preciso desligar o sistema para voltar ao modo de programação, já que o mesmo não poderá gravar dados na memória partilhada;

— Enquanto o sistema estiver ligado, é aconselhável não desconectar os soquetes do cabo multiveias;

— O Nestor poderá rodar programas na área de memória partilhada sempre que CH1 estiver fechada.

Por fim, cumpre-nos lembrar que acoplar o emulador com o circuito do gravador de EPROMs, também já publicado pela NE, é uma boa solução — pois após a emulação do sistema é possível gravar o programa depurado imediatamente, sem demora e processos cansativos.

Relação de componentes

RESISTORES

R1—4,7 kΩ
R2—2,2 kΩ
R3—100Ω
R4—2 kΩ
(Todos de 1/8 W, 5%)

CAPACITORES

C1—10 μF/16 V (eletrolítico)
C2, C3—1 μF/16 V (tântalo)

SEMICONDUCTORES

C1, C2, C3—74LS157
C14—74LS08
C15—74LS32
C16—74LS00
C17, C18—6116 (RAMs 2k x 8)
C19—74LS245
C110—74LS244
Q1—2N2222A
D1—LED vermelho miniatura

DIVERSOS

CH1 a CH4—chave DIP miniatura
Conector de placa 15 pinos (dupla face)
Soquetes
Cabo multiveias (ver texto)
Placa de circuito impresso, face dupla

Temporizador programável de uso geral



Com apenas 3 integrados CMOS e um punhado de componentes discretos, este circuito resolve quase todos os casos de temporização

Características

- Controla os dois períodos de atividade
- Tempos de 0,1 s a 120 dias
- Todo sinalizado por 3 LEDs
- Permite acionamento ou desativação de cargas
- Frequência da rede ou própria, com oscilador "embutido"
- Programação fixa ou variável, através de diodos

Como é sabido, os temporizadores simples, baseados em malhas RC, têm seus limites. Sempre que o tempo de comando é da ordem de horas, por exemplo, a precisão e a estabilidade da contagem ficam comprometidas — pois, com resistores de centenas de quilohms, as correntes envolvidas têm a mesma ordem de grandeza das fugas nos capacitores eletrolíticos.

Feitas essas considerações, pode-se concluir que, nesses casos, a solução adequada é fornecida por um oscilador acoplado a vários divisores de frequência. Para a geração da base de tempo tem-se duas saídas: utilizar os 60 Hz da rede ou implementar um oscilador autônomo. No primeiro caso pode-se obter uma grande precisão, mas o período de tempo fica rigidamente predeterminado — a não ser que se empregue divisores programáveis, que, além de caros, são difíceis de encontrar.

Por outro lado, um oscilador autônomo, com frequência variável e uma rede de divisores binários, é um dispositivo simples, de baixo custo, além

de muito preciso e estável. Nosso projeto adota esta segunda modalidade — embora, em casos específicos, possa ser usado também o sinal de 60 Hz da rede elétrica.

O circuito que estamos propondo adapta-se às mais variadas aplicações — depende apenas do relé utilizado — e atua dentro de qualquer período entre um décimo de segundo e 4 meses. Além disso, permite dupla temporização, ou seja, podemos acionar uma determinada carga após um período previamente escolhido e, em seguida, manter essa carga acionada por outro período predeterminado. Ambas as programações podem ser feitas através da inclusão estratégica de diodos ao circuito; ou, então, caso o montador prefira, por meio de uma chave rotativa. Outras possibilidades serão descritas ao longo do artigo.

Operação — Nosso temporizador utiliza, como divisores de frequência, dois contadores binários de 14 estágios, ligados em cascata: o 4020 e o 4060. Este último já vem com um osci-

lador interno, requerendo somente dois resistores e um capacitor (na configuração mais comum). Assim como foram interligados, proporcionam uma divisão de até 2^{28} vezes na frequência do oscilador. Apenas a título de exemplo, se for aplicada a frequência da rede na entrada do conjunto, na última saída será possível obter uma temporização pouco inferior a 26 dias.

Passando ao circuito, que é mostrado por inteiro na figura 1, podemos começar analisando o oscilador interno do 4060, cujo período é dado pela relação:

$$T = 2,2 \cdot R_1 \cdot C_1, \text{ onde } R_2 \cong 10R_1$$

Se for necessário variar a frequência desse oscilador, basta substituir R_1 por um potenciômetro (veja a seção de uso e programação, mais adiante). O sinal gerado nesse estágio é ligado internamente à cadeia de divisores binários do próprio 4060.

Vista a parte de contagem, vejamos agora a etapa de controle e sinalização do temporizador. Para esse fim foi usado o integrado 4013, que contém dois biestáveis tipo D, e um sistema de 3 LEDs com seus transistores excitadores. Vamos acompanhar um ciclo completo de temporização, a partir de um nível "0" no pino 13 de C13 (saída Q do biestável inferior). Assim que a chave de partida é acionada, esse pino muda de estado, pois a entrada S_D (pino 8) recebe um nível "1" diretamente de V_{CC} .

Isso faz com que as entradas de reset dos contadores habilitem a divisão, ao mesmo tempo em que acendem LD2, indicando que a temporiza-

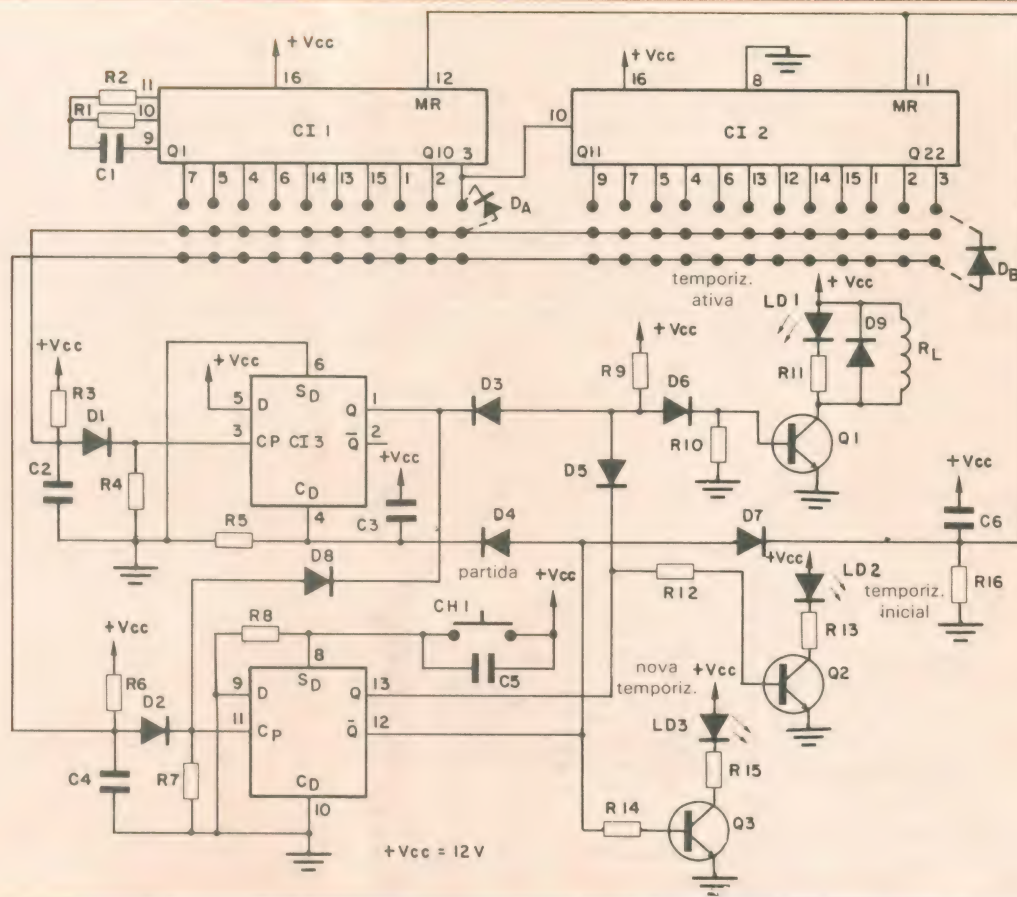


Fig. 1

Componentes Eletrônicos de Alta Qualidade

LANÇAMENTO

Optoeletrônica

Led's
Barra de led's
Displays de Led's
Chaves optoeletrônicas
Displays de cristal líquido

Passivos em geral

Capacitores: eletrolíticos,
poliéster, cerâmicos,
tântalo
Potenciômetros
Resistores
Trimpots
Cinescópios

Interruptores

Chaves de Alavanca
Chaves Basculantes
Push Buttons
Chaves Digitais

Supressor de transientes

Transzorb
Thyzyorb

Semicondutores

Transistores
Diodos
Circuitos Integrados
Microprocessadores
Memórias

Relés

Reed Switches
Reed Relé
Relés Miniatura

Conectores

Tipo circuito impresso
Retangulares tipo
sub-miniatura

Transdutores eletro-acústicos
SONALARME



Suporte especial
para
microcomputadores
TK-85

Distribuidor das Linhas

IBRAPE CONSTANTA - TEXAS - SID
DIGIELECTRON - C & K - ITAUCOM
METALTEX - POLITRONIC - R.C.A - NEC
FAIRCHILD - M.C. - G.S.I
NATIONAL - HAMLIN - AMP - SOURIAU



ALFATRONIC S.A.

Av. Rebouças, nº 1498 Cep 05402 São Paulo - S.P.
Fone (011) 852-8277 Telex (011) 24.317 ALFABR

ção já foi iniciada. Enquanto isso, o biestável superior também tem sua saída Q (pino 1 de CI3) em nível "0".

A mudança seguinte de estado vai acontecer através do diodo D_A , que determina o período de temporização inicial até o acionamento da carga, e mantém um nível baixo de entrada de *clock* do biestável superior. Assim que a saída de CI1 em que está ligado o diodo muda de estado, há uma transição positiva na entrada de *clock* (pino 3 de CI3), levando Q para "1" e deixando fluir uma corrente por D6, que vai saturar o

transistor Q1 — acionando o relé de carga e o LED respectivo (LD1).

Nesse instante o circuito entra no período de temporização ativa — que será determinado de forma semelhante à já explicada, só que através de D_B . O sinal de CI2 vai "virar" o outro biestável, que desativará a carga, provocará o *reset* dos contadores e ativará LD3 — indicando que um novo ciclo de temporização poderá ser iniciado. O circuito permanece nessa condição, até que a chave de partida seja novamente acionada.

O diodo D8 tem uma função importante: ele evita que haja interdependência entre os dois períodos de temporização, já que poderia haver, em certas programações, transições de D_B antes de D_A , fazendo com que o sistema voltasse ao estado inicial. Dessa forma, as programações de tempo ficam totalmente independentes, podendo-se, por exemplo, determinar alguns minutos até o acionamento e várias horas de permanência.

Montagem — Como sempre fazemos, estamos sugerindo uma placa de circuito impresso para o temporizador; ela pode ser vista na figura 2, por ambas as faces e em tamanho natural. Tendo sido "depurada" em nosso protótipo, ela está isenta de erros e pode alojar todo o circuito do temporizador, com exceção da fonte de alimentação.

Fig. 2

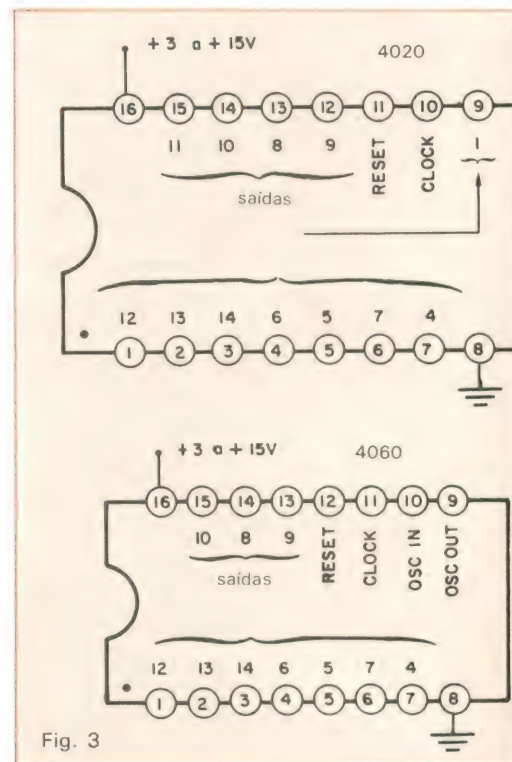
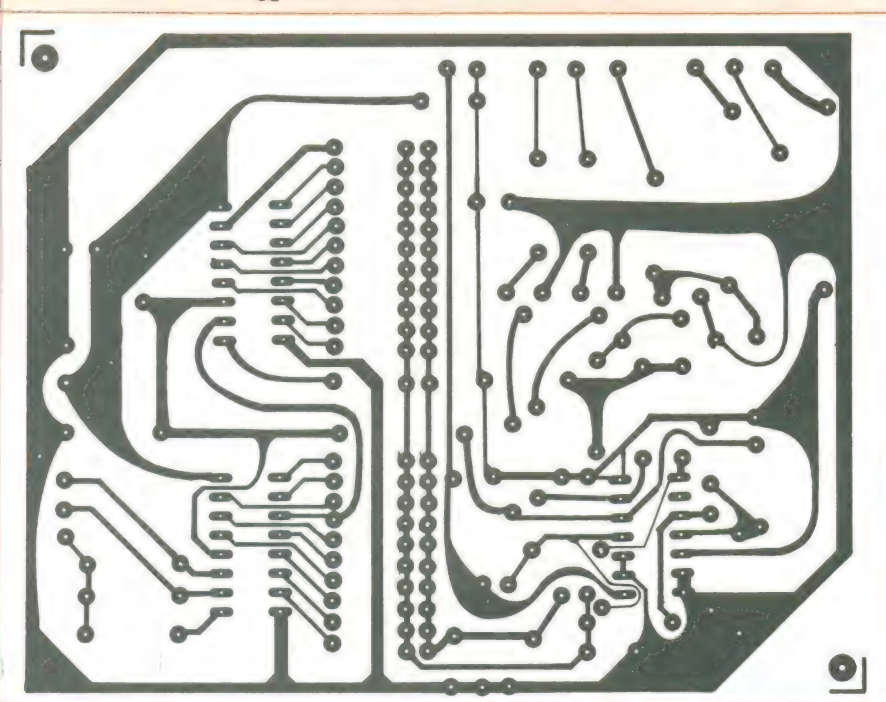
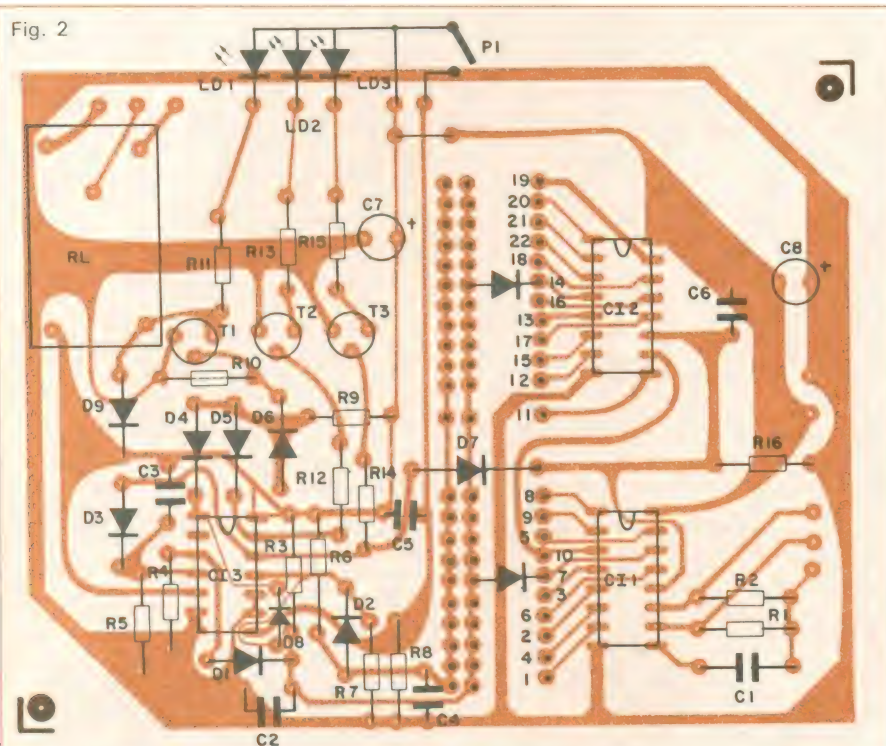


Fig. 3

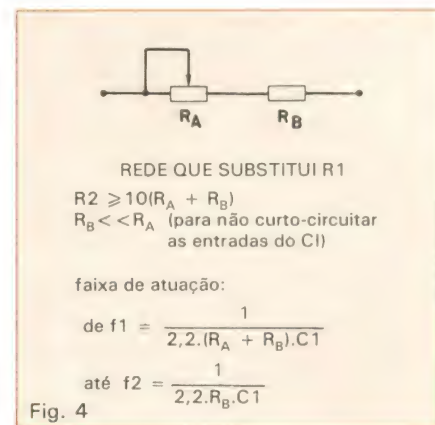


Fig. 4

A montagem não oferece pontos críticos, mas seria conveniente montar os integrados sobre soquetes apropriados, para evitar dores de cabeça com “queimas” acidentais e eventuais trocas de CIs. Dependendo do tipo de caixa em que o temporizador vai ser montado, os LEDs podem ser ligados diretamente à placa ou fora dela. No painel frontal do aparelho deverão estar, além dos LEDs sinalizadores, a chave de partida e um potenciômetro — este último em substituição a R1, caso o montador opte pelo controle contínuo da frequência, como veremos mais adiante.

Programação e uso — Para melhor ilustrar a programação do temporizador, vamos acompanhar um exemplo prático: suponhamos que é preciso acionar uma certa carga daqui a 10 horas e que a mesma deverá permanecer acionada durante 1 hora e 30 minutos. Na Tabela 1 temos todos os valores pré-calculados para intervalos inteiros de tempo, cobrindo as principais necessidades de temporização (outros valores poderão ser calculados através de uma fórmula adequada).

A tabela nos oferece uma frequência de 29,1 Hz na saída Q15, que totaliza exatamente 10 horas. Para programar o período de uma hora e meia, é melhor antes analisarmos as relações entre as saídas dos contadores e a frequência de entrada. Como já vimos, tanto CI1 como CI2 possuem 14 biestáveis internos — porém, só temos acesso, através de seus pinos, a 10 biestáveis do 4060 e a 12 do 4020 (veja as pinagens da figura 3).

Em ambos os contadores, a frequência de entrada é dividida por 2^n , onde “n” é o número da saída. Na Tabela 1 estão determinadas também essas relações, com o valor de n **real** do circuito. Para o cálculo dos intervalos de temporização, usa-se a fórmula:

$$\text{intervalo(s)} = \frac{2^{(n-1)}}{f.\text{clock (Hz)}}$$

cujos valores inteiros já estão relacionados na Tabela 1.

Voltando ao exemplo, faltou-nos temporizar 1,30h. Podemos tomar, de início, a saída Q12 do 4020 (CI2), que fornece um período de 1 hora e 15 minutos, valor bastante próximo ao desejado. Para chegar ainda mais perto, a solução é acrescentar mais um diodo D_B, agora em Q11, que fornece uma temporização de 9 minutos e 22 segun-

saída	N	pino	freqüência (Hz)	C1 (nF)	R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	período
Q1	4	7	—	—	—	—	—
Q2	5	5	160	47	60,4	560	0,1 s
Q3	6	4	160	47	60,4	560	0,2 s
Q4	7	6	64	47	151	1500	1 s
Q5	8	14	—	—	—	—	—
Q6	9	13	—	—	—	—	—
Q7	10	15	51,2	47	188	1800	10 s
Q8	12	1	68,2	100	66	680	30 s
Q9	13	2	68,2	100	66	680	1 minuto
Q10	14	3	—	—	—	—	—
Q11	15	9	27,3	100	166	1800	10 minutos
Q12	18	7	218	47	44	470	10 minutos
Q12	18	7	72,8	100	62	680	30 minutos
Q13	19	5	72,8	100	62	680	1 hora
Q14	20	4	—	—	—	—	—
Q15	21	6	29,1	100	156	1500	10 horas
Q16	22	13	48,5	100	93	1000	12 horas
Q17	23	12	48,5	100	93	1000	1 dia
Q18	24	14	—	—	—	—	—
Q19	25	15	27,7	100	163	1500	1 semana
Q20	26	1	—	—	—	—	—
Q21	27	2	—	—	—	—	—
Q22	28	3	51,7	100	87,7	820	30 dias
Q22	28	3	12,9	100	351	3300	120 dias

dos (ou seja, 8 vezes menor que Q12). Ficamos, portanto, com um total de 1 hora, 24 minutos e 22 segundos, quase o ideal desejado.

Usando sempre esse “artifício” de combinar saídas, poderemos ter qualquer temporização, sem maiores problemas. Lembremo-nos, porém, de duas coisas: que a frequência de clock é dada por $1/2.R1.C1$ e que os diodos de programação devem sempre ficar com seus catodos voltados para as saídas dos divisores.

Caso o montador deseje, poderá implementar o controle proporcional da figura 4, que fornece um ajuste contínuo da frequência de entrada. Lá também incluímos a forma de calcular a faixa de variação, caso se queira fazer uma escala para o potenciômetro que substituiu R1. O circuito oferece ainda a possibilidade de utilizar uma base de tempo a cristal — onde é necessária maior precisão — ou pela rede elétrica. A implementação de ambas é bastante simples e não exige maiores comentários.

Bibliografia

Minitimer Superdigitale, Elettronica 2000, fev/84.

Relação de componentes

RESISTORES

R1, R2 — ver Tabela 1

R3, R6 — 10 kΩ

R4, R5, R7, R8, R10, R16 — 100 kΩ

R9 — 15 kΩ

R11, R13, R15 — 1 kΩ

R12, R14 — 33 kΩ

Todos de 1/4 W, 5%

CAPACITORES

C1 — ver Tabela 1 (cerâmico de disco)

C2, C4 — 1 nF (qualquer tipo)

C3, C5, C6 — 22 nF (qualquer tipo)

SEMICONDUCTORES

Q1, Q2, Q3 — BC237, BC547 ou equivalentes

D1 a D8 — 1N4148 ou equivalentes

D9 — 1N4004 ou equivalente

CI1 — 4060

CI2 — 4020

CI3 — 4013

LD1 a LD3 — qualquer LED vermelho

D_A, D_B — 1N4148 ou equivalentes

DIVERSOS

R_L — relé 12V/10A (Schrack tipo RU101012 ou equivalente)

CH1 — chave de pressão, tipo contato momentâneo

Placa de circuito impresso

Fios de conexão

1ª PARTE

Conheça os operacionais pela prática

Os amplificadores operacionais são explicados através de vários circuitos práticos e da teoria apenas necessária

Os circuitos integrados já se consagraram junto aos projetistas pela sua versatilidade, confiabilidade e fácil manuseio. Utilizados em vários dispositivos, permitem atingir um alto grau de compactação dos circuitos, bem como reduzir drasticamente a complexidade que fatalmente apresentariam, se implementados com componentes discretos. Assim, cabe ao profissional de eletrônica o conhecimento das limitações desses componentes, através de suas características, a fim de direcionar cada CI às aplicações mais adequadas.

Esta série de artigos se propõe a discutir o projeto e a operação dos circuitos com amplificadores operacionais, não se limitando apenas a considerações de cunho puramente teórico, mas aliando-as a uma sequência paralela e progressiva de experimentos práticos — que terão por finalidade comprovar ao leitor toda a teoria desenvolvida. Além disso, serão abolidas (na medida do possível) as demonstrações e deduções de cálculo, para dar espaço a fórmulas derivadas simples, de aplicação imediata, permitindo assim a assimilação do texto por estudantes de nível médio.

Para o perfeito acompanhamento do trabalho experimental, será necessária somente a utilização de um osciloscópio e de um multíteste (de preferência digital), pois serão desenvolvidos, através de circuitos práticos, outros instrumentos indispensáveis à verificação de certos experimentos, a fim de permitir o acompanhamento dos artigos por

aqueles que não disponham de um laboratório bem equipado.

Também é importante ressaltar que todo esse trabalho vai estar voltado ao profissional de nível médio, além de complementar a teoria sobre circuitos integrados lineares a nível universitário. Assim, o leitor deverá apresentar certos pré-requisitos mínimos, como experiência anterior com montagens utilizando circuitos integrados, capacidade de interpretação de leitura de gráficos e equipamentos de laboratório, além de conhecimentos básicos sobre eletrônica linear.

Relacionamos, a seguir, em sequência didática, os tópicos que serão abordados sob a forma de estudo dirigido com experiências práticas.

Características técnicas dos operacionais

- amplificador operacional ideal
- amplificador operacional real
- parâmetros máximos absolutos
- parâmetros de entrada
- parâmetros de saída
- gráficos
- ganho e resposta de frequência
- ajuste da tensão de off-set

Amplificadores lineares básicos

- amplificador diferencial
- amplificador inversor
- amplificador não inversor
- amplificador somador
- amplificador logarítmico
- amplificador antilogarítmico
- amplificador de circuito em ponte
- circuitos amplificadores de ganho variável

Circuitos integradores e diferenciadores

Osciladores

- oscilador senoidal
- oscilador co-senoidal
- oscilador de ondas triangulares
- oscilador de ondas quadradas
- gerador de degraus
- osciladores monoestáveis

Filtros ativos

- filtro passa-baixas
- filtro passa-altas
- filtro passa-faixa
- filtro rejeita-faixa
- filtro de função múltipla

Geradores de tensão e corrente

- fonte de corrente constante
- conversor tensão/corrente
- conversor corrente/tensão
- circuitos retificadores de precisão
- fontes de referência

Circuitos não lineares

- comparadores
- detectores
- circuitos de amostragem e retenção
- limitadores
- circuitos equivalentes a operadores lógicos

O uso de fonte unipolar para amplificadores operacionais O integrado LM324

O operacional Norton LM3900

Características técnicas dos operacionais

O termo “operacional” foi originalmente empregado para designar uma série de amplificadores de corrente contínua de alto desempenho e confiabilidade, visando sua aplicação como elementos básicos em computadores analógicos. Devido à sua estrutura interna, o ganho do operacional pode ser função exclusiva de redes resistivas externas (ganho de malha fechada), o que lhe confere grande versatilidade em várias aplicações. Para melhor entender os amplificadores operacionais, é necessário fazer um confronto entre o componente ideal e o real, admitindo-os em condições de malha aberta (ou seja, sem realimentação).

1 - Ganho de malha aberta (infinito)
— A característica “malha aberta” confere ao amplificador seu máximo ganho — no caso ideal, infinito. Essa condição nunca poderia ocorrer na prática,

μA741

FREQUENCY-COMPENSATED OPERATIONAL AMPLIFIER

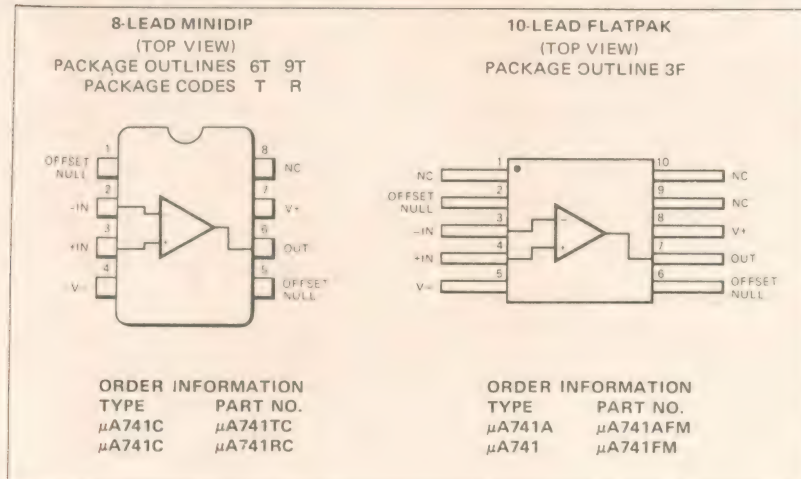
FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

GENERAL DESCRIPTION — The μA741 is a high performance monolithic Operational Amplifier constructed using the Fairchild Planar* epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of latch-up tendencies make the μA741 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. Electrical characteristics of the μA741A and E are identical to MIL-M-38510/10101.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH-UP

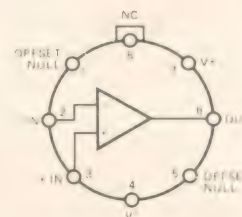
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	
μA741A, μA741, μA741E	±22 V
μA741C	±18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Can	500 mW
Molded and Hermetic DIP	670 mW
Mini DIP	310 mW
Flatpak	570 mW
Differential Input Voltage	±30 V
Input Voltage (Note 2)	±15 V
Storage Temperature Range	
Metal Can, Hermetic DIP, and Flatpak	−65°C to +150°C
Mini DIP, Molded DIP	−55°C to +125°C
Operating Temperature Range	
Military (μA741A, μA741)	−55°C to +125°C
Commercial (μA741E, μA741C)	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering)	
Metal Can, Hermetic DIPs, and Flatpak (60 s)	300°C
Molded DIPs (10 s)	260°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite



CONNECTION DIAGRAMS

8-LEAD METAL CAN
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 5B

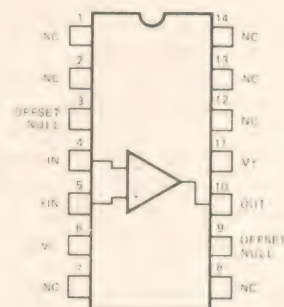


Note: Pin 4 connected to case

ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
μA741A	μA741AHM
μA741	μA741HM
μA741E	μA741EHC
μA741C	μA741HC

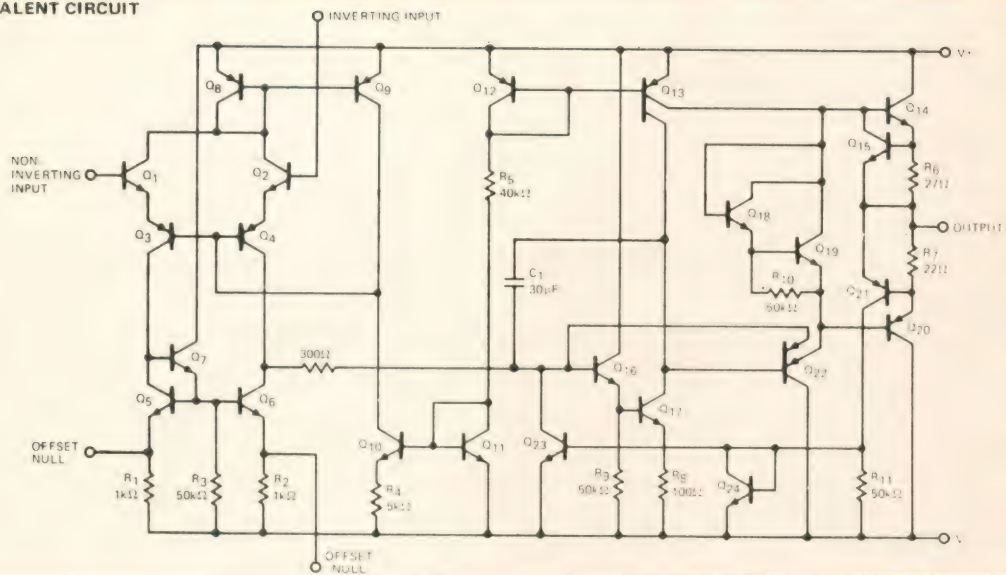
14-LEAD DIP
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 6A, 9A



ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
μA741A	μA741ADM
μA741	μA741DM
μA741E	μA741EDC
μA741C	μA741DC
μA741C	μA741PC

EQUIVALENT CIRCUIT



μA741C

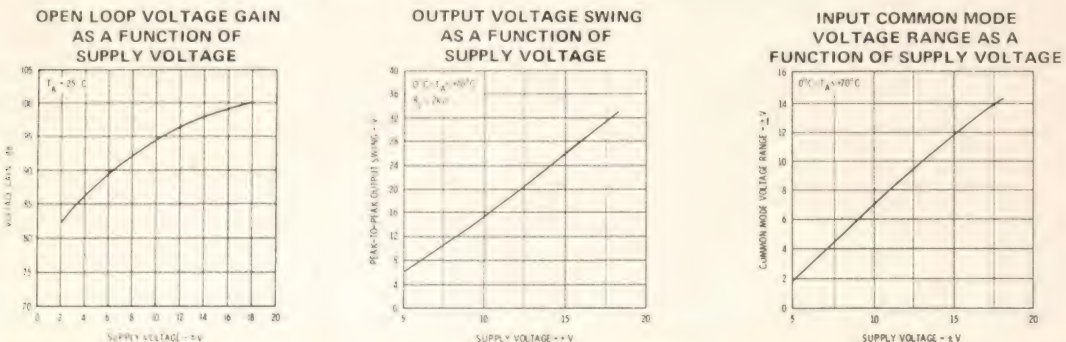
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_S = ±15 V, T_A = 25°C unless otherwise specified)

PARAMETERS (see definitions)	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	R _S ≤ 10 kΩ		2.0	6.0	mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Output Resistance		0.3	2.0		MΩ
Output Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			±15		mV
Output Voltage Range		±12	±13		V
Common Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ		30	150	μV/V
Open Loop Signal Voltage Gain	R _L ≥ 2 kΩ, V _{OUT} = ±10 V	20,000	200,000		
Output Voltage Swing	R _L ≥ 10 kΩ	±12	±14		V
Output Resistance	R _L ≥ 2 kΩ	±10	±13		Ω
Output Short Circuit Current			25		mA
Supply Current			1.7	2.8	mA
Power Consumption			50	85	mW
Transient Response (Unity Gain)	Rise time	V _{IN} = 20 mV, R _L = 2 kΩ, C _L ≤ 100 pF	0.3		μs
	Overshoot		5.0		%
Slew Rate	R _L ≥ 2 kΩ		0.5		V/μs

The following specifications apply for 0°C ≤ T_A ≤ +70°C:

Input Offset Voltage				7.5	mV
Input Offset Current				300	nA
Input Bias Current				800	nA
Open Loop Signal Voltage Gain	R _L ≥ 2 kΩ, V _{OUT} = ±10 V	15,000			
Output Voltage Swing	R _L ≥ 2 kΩ	±10	±13		V

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR μA741E AND μA741C



visto que também se deveria dispor de uma fonte de alimentação que apresentasse um valor infinito de tensão em seus terminais, o que seria impossível.

2 - Resistência de entrada (infinita) — No amplificador ideal, a resistência de entrada, com relação ao terra comum, deverá ser infinita, de modo a isolar o amplificador totalmente da fonte de sinal. Esta característica, com relação às ordens de grandeza envolvidas, chega a se aproximar bastante da ideal nos amplificadores operacionais de instrumentação.

3 - Resistência de saída (nula) — Qualquer gerador com resistência de saída nula possui corrente de curto-circuito infinita — o que nos daria uma potência infinita para o operacional e a carga dissiparem, sendo uma característica totalmente inviável, na prática. Na maioria dos operacionais reais, essa corrente é limitada internamente, mas a resistência de saída atinge valores desprezíveis, na maioria das aplicações.

4 - Largura de faixa de frequência (infinita) e ganho em relação à faixa (constante) — Sendo infinita a resposta em frequência de um amplificador, considera-se o mesmo apto a trabalhar desde tensões contínuas até variações infinitas de tensão; além disso, é capaz de manter o ganho constante em toda a faixa infinita de frequências — o que na prática não pode ser atingido, visto não ser possível sequer a geração de um sinal de frequência infinita.

5 - Tensão de compensação de entrada (nula) — A característica de resistência de entrada infinita confere ao amplificador ideal uma corrente de entrada nula. Isto lhe possibilita apresentar, na saída, tensão nula na ausência de tensão em sua entrada. De fato, como a tensão de saída de um operacional está baseada na relação entre valores diferenciais de tensão de entrada, sua saída deverá apresentar sempre o resultado dessa diferença.

Todavia, visto que na prática as entradas do operacional apresentam um valor de resistência finito e devido a limita-

ções construtivas, teremos na saída um certo valor de tensão mensurável, mesmo com tensão nula de entrada. Esta tensão, porém, pode ser limitada, ajustando-se, em uma das entradas, um valor de tensão igual e oposto, que recebe o nome de "tensão de compensação de entrada" ou "tensão de *offset*", como veremos adiante.

Assim, constatamos que na prática nenhum dos amplificadores reais pode satisfazer plenamente as características ideais. Entretanto, podemos afirmar que o modelo real foi criado de maneira a apresentar características semelhantes às ideais.

O amplificador operacional real

A melhor maneira de estudar os parâmetros do amplificador real, ao nosso ver, inclui um exame detalhado da folha de características técnicas de um operacional comercial, a fim de que o leitor se familiarize com seu conteúdo e possa compreender, por analogia, os parâmetros de outros amplificadores. Escolhemos, para este fim, o mais popular dos operacionais: o 741, oferecido por quase todos os grandes fabricantes de semicondutores. Publicamos aqui, na íntegra, seu conjunto de características exatamente como aparece nos manuais.

A folha de especificações técnicas de um operacional traz, geralmente, as seguintes informações: descrição geral do componente; esquema interno; pinagem; parâmetros máximos absolutos; características elétricas; aplicações típicas; gráficos; dimensões físicas.

Parâmetros máximos absolutos —

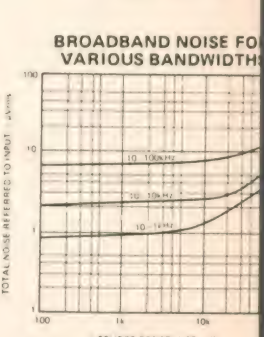
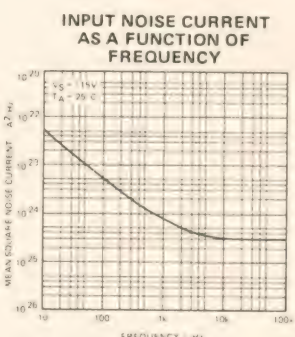
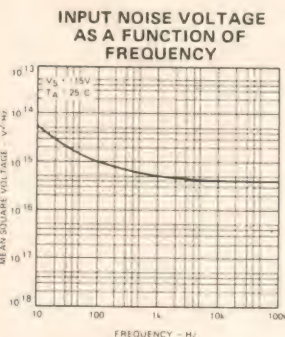
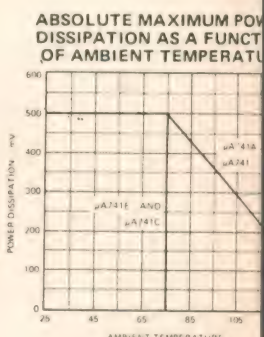
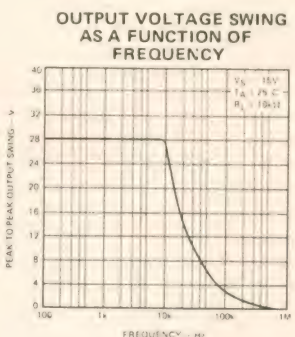
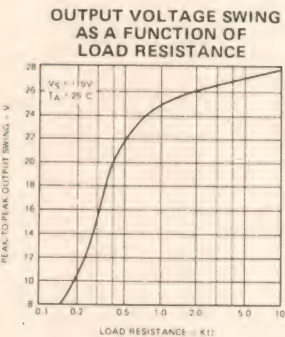
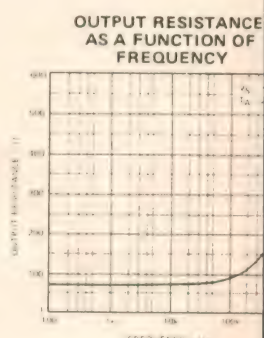
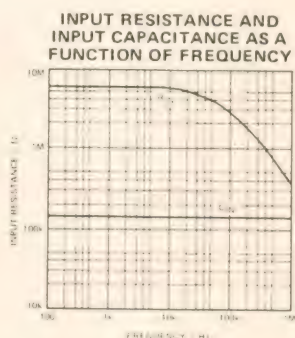
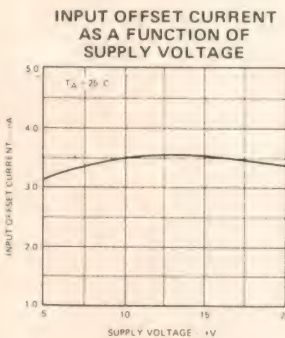
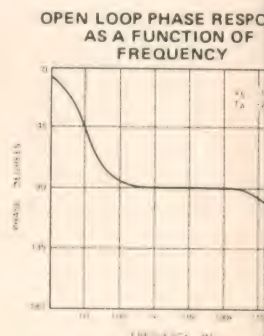
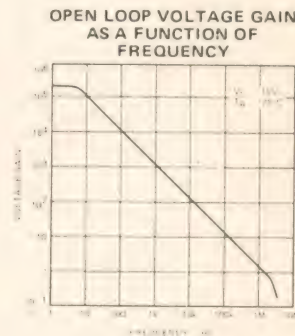
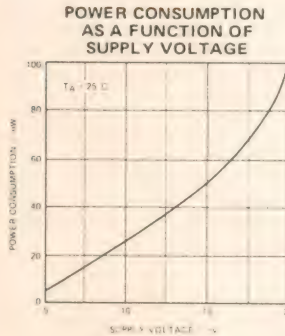
São as condições limite de operação, até onde o fabricante garante o funcionamento normal do componente, sem o perigo de danificá-lo. São eles:

— *Supply voltage* (tensão de alimentação): máxima tensão simétrica aplicada entre os pinos de alimentação do operacional.

— *Internal power dissipation* (máxima dissipação interna): capacidade máxima de dissipação do componente, sem a utilização de dissipadores externos, em função da temperatura.

— *Differential input voltage* (tensão diferencial de entrada): máxima tensão que pode ser aplicada nas entradas do operacional, no modo diferencial. Equivale ao dobro da tensão diferencial de alimentação do operacional.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR $\mu A741A$, $\mu A741$, $\mu A741E$ AND $\mu A741C$



— **Input voltage** (tensão de entrada): máxima tensão aplicada separadamente nas entradas, no modo comum. Equivale ao valor da tensão diferencial de alimentação.

— **Operating temperature range** (faixa de temperaturas de operação): gama de temperaturas de operação do operacional, dentro da qual o funcionamento do componente é garantido.

— **Output short circuit duration** (duração máxima de curto-circuito na saída): este parâmetro, para o 741C, é indefinido, pelo fato de ser internamente protegido contra eventuais curto-circuitos de saída.

Características elétricas — São definidas tendo-se estipulado anteriormente a tensão de alimentação e a temperatura ambiente. Na tabela, os parâmetros predefinidos serão: $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$ e $T_A = 25^\circ\text{C}$. Em outras características, podem ser fixados outros parâmetros, tais como R_S (resistência interna da fonte) e R_L (resistência da carga). Observe, na tabela da folha de características, que os resultados obtidos apresentam um valor máximo, mínimo e típico — sendo este último o considerado na elaboração de qualquer projeto com o operacional, quando estiver trabalhando dentro dos parâmetros predeterminados. As principais características:

— **Input off-set voltage** (tensão de compensação de entrada): tensão que deve ser aplicada em uma das entradas, para que se verifique uma saída nula, quando a outra entrada é aterrada. O 741C permite este ajuste através de duas entradas, conforme veremos mais adiante, na série.

— **Input off-set current** (corrente de compensação das entradas): avalia a diferença entre as correntes de entrada do operacional, necessárias para que a saída apresente um valor nulo de tensão.

— **Input bias current** (corrente de polarização de entrada): representa a média das correntes das entradas do operacional — que, no caso ideal, deveria ser igual a zero, visto que as correntes seriam iguais (e nulas). Avalia a desigualdade das resistências de entrada do operacional.

— **Input resistance** (resistência de entrada): valor de resistência elétrica vista em uma das entradas do operacional, quando a outra está aterrada.

— **Input capacitance** (capacitância de entrada): valor da capacitância vista em uma das entradas, quando a outra está aterrada.

— **Off-set voltage adjustment range** (faixa de ajuste da tensão de compensação de entrada): gama de tensão simétrica na qual se encontra a tensão de off-set.

— **Input voltage range** (faixa de variação da tensão de entrada): limites máximo e mínimo entre os quais o sinal de entrada poderá excursionar, sem que se produza ceifamento (saturação) da tensão de saída (considerando os parâmetros prefixados, $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$ e o operacional na configuração de ganho unitário).

— **Common mode rejection ratio** (rejeição do modo comum: média rejeição do sinal de modo comum, quando o operacional é utilizado como amplificador diferencial).

— **Supply voltage rejection ratio** (unidade ao ripple de fonte): valor aceitável de ondulação da fonte para a operação do integrado.

— **Large signal voltage gain** (ganho de tensão CC): avalia o ganho do operacional em malha aberta para vários valores de tensão CC na entrada. Assim, com o valor típico do ganho igual a 200 mil e a tensão de saída igual a -10 V_{CC} , temos na entrada inversora uma tensão de $500\text{ }\mu\text{V}$.

— **Output voltage swing** (variação da tensão de saída): limites máximo e mínimo nos quais o sinal de saída pode excursionar, sem que se produza ceifamento da tensão, em função da resistência de saída. Este parâmetro deverá ser analisado juntamente com a faixa de tensões de entrada.

— **Output resistance** (resistência de saída): valor de resistência aplicada em série com a carga, na saída do CI. Equivale à resistência interna de um gerador, se considerarmos a saída do integrado como tal.

— **Output short circuit current** (corrente de curto-circuito): valor da corrente na saída do operacional, quando esta estiver curto-circuitada. Este valor, para o 741C, é constante, devido à limitação interna.

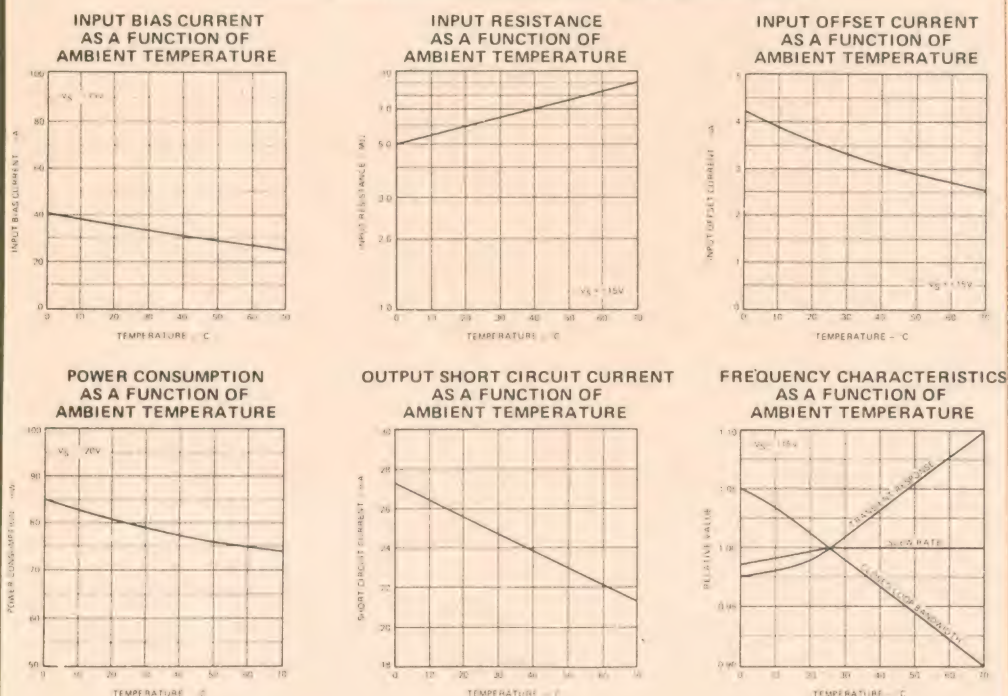
— **Supply Current** (corrente de alimentação): valor da corrente absorvida da fonte pelo operacional, quando em funcionamento.

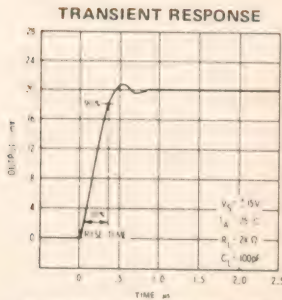
— **Power Consumption** (consumo de potência): dissipação interna de potência, em operação.

Numa pequena tabela, abaixo da maior, são dados novamente alguns parâmetros, dessa vez, para condições de variação da temperatura ambiente dentro de toda a gama de valores.

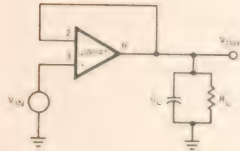
Gráficos — O operacional 741C apresenta, na sua folha de especificações técnicas, um total de 21 gráficos, dos quais iremos analisar somente um deles. Isto porque a grande maioria dos gráficos já foi analisada indiretamente, cabendo ao leitor apenas interpretá-los. Assim, por exemplo, no segundo gráfico temos a curva que demonstra a variação da tensão de saída em função da alimentação do operacional

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR $\mu\text{A}741\text{E}$ AND $\mu\text{A}741\text{C}$

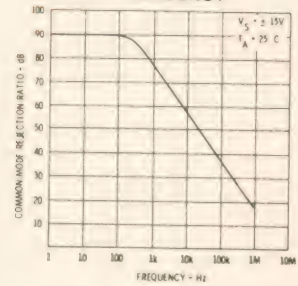




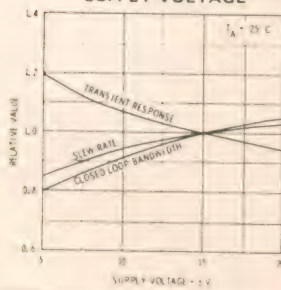
TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT



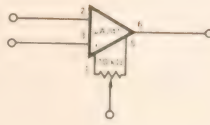
COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



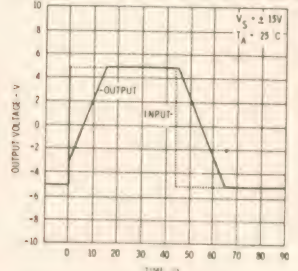
FREQUENCY CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



VOLTAGE OFFSET NULL CIRCUIT

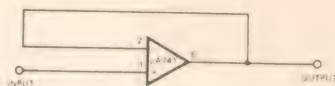


VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE



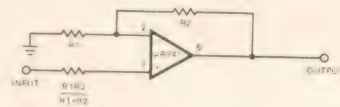
TYPICAL APPLICATIONS

UNITY-GAIN VOLTAGE FOLLOWER



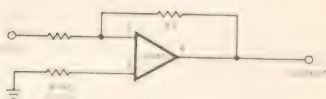
$R_{IN} = 400 M\Omega$
 $C_{IN} = 1 pF$
 $R_{OUT} < 1 \Omega$
 $B.W. = 1 MHz$

NON-INVERTING AMPLIFIER



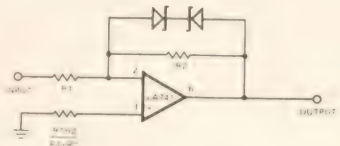
GAIN	R1	R2	BW	R _{IN}
10	1 kΩ	9 kΩ	100 kHz	400 MΩ
100	100 Ω	9.9 kΩ	10 kHz	280 MΩ
1000	100 Ω	99.9 kΩ	1 kHz	80 MΩ

INVERTING AMPLIFIER



GAIN	R1	R2	BW	R _{IN}
1	10 kΩ	10 kΩ	1 MHz	10 kΩ
10	1 kΩ	10 kΩ	100 kHz	1 kΩ
100	1 kΩ	100 kΩ	10 kHz	1 kΩ
1000	100 Ω	100 kΩ	1 kHz	100 Ω

CLIPPING AMPLIFIER



$$\frac{E_{OUT}}{E_{IN}} = \frac{R_2}{R_1} \text{ if } |E_{OUT}| \leq V_Z + 0.7 V$$

where V_Z = Zener breakdown voltage

(output voltage swing as a function of supply voltage). Ora, esse parâmetro foi analisado na tabela de especificações técnicas, para uma tensão de alimentação de ± 15 Vcc (ou seja, considerando apenas um ponto do gráfico). Para comprovar isto, é só "entrar" no gráfico com o valor da fonte estipulado na tabela (± 15 Vcc) e verificar que o valor fornecido pelo gráfico e pela tabela é o mesmo (o gráfico mostra o valor pico a pico da tensão da saída).

Portanto, concluímos que os gráficos representam pontos típicos dos parâmetros, dentro da faixa de variação dos valores estabelecidos pela tabela, e deverão ser utilizados sempre que tais valores forem alterados (como, por exemplo, alimentação de ± 12 Vcc para o 741C). Por outro lado, a análise de gráficos mais específicos, como o da variação da fase do sinal em função da frequência (open loop phase response as a function of frequency), somente

é necessária em aplicações complexas, fugindo completamente ao escopo deste trabalho.

O ganho de tensão em malha aberta, como já vimos anteriormente para operacional real, não pode ser infinito, assim como a largura de faixa em que o operacional trabalha em regime de ganho constante. Assim sendo, o gráfico **ganho de tensão em malha aberta em função da frequência** (open loop voltage gain as a function of frequency) será bastante útil na avaliação teórica do produto ganho-largura de faixa (PGL) do operacional 741C.

Observando esse gráfico na folha de especificações do operacional, nota-se que o ganho permanece constante para baixas frequências, até uma certa frequência, na qual passa a sofrer uma atenuação de -6 dB por oitava ou -20 dB por década. Essa atenuação permanece constante até que o ganho de tensão seja unitário.

Na frequência de ganho unitário (1 MHz), temos estabelecida a faixa de frequências em que o operacional poderá trabalhar, ligado na configuração de amplificador de ganho unitário. Pode-se observar, no gráfico, que para cada largura de faixa existe um ganho constante. Exemplo: para a faixa de frequências de 0 a 10 kHz, o ganho 100 é constante. Assim, o PGL pode ser obtido através da expressão:

$$PGL = \Delta V \times LF$$

onde PGL é o produto ganho-largura de faixa; ΔV , o ganho de tensão do amplificador e LF, a largura de faixa. A utilização do PGL será vista com maiores detalhes na parte prática desta 1ª etapa, no próximo número.

Paralelamente a este parâmetro, temos a *slew rate* ou razão de resposta, que, como o PGL, define a frequência máxima com a qual o operacional poderá trabalhar, sendo expressa através da expressão:

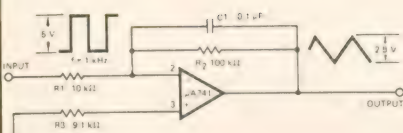
$$R_R = \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

onde R_R é a razão de resposta (V/ μ s); ΔV , a excursão do sinal do sinal de saída e Δt , o tempo necessário para a excursão ΔV . O 741C apresenta uma razão de resposta típica de 0,5 V/ μ s, em ganho unitário; isto significa que o operacional não está capacitado para responder a variações de entrada rápidas, cujo período iremos determinar na 2ª parte.

No próximo número: várias experiências práticas, envolvendo diversos parâmetros do 741C. De quebra, um projeto completo de fonte para operacionais, com a placa incluída.

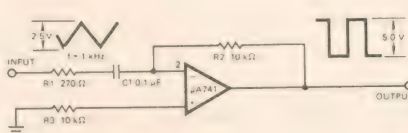
TYPICAL APPLICATIONS (Cont'd)

SIMPLE INTEGRATOR



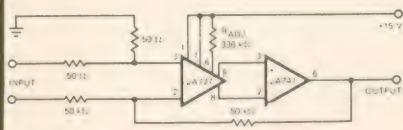
$$E_{OUT} = -\frac{1}{R_1 C_1} \int E_{IN} dt$$

SIMPLE DIFFERENTIATOR



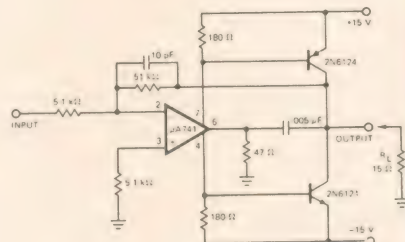
$$E_{OUT} = -R_2 C_1 \frac{dE_{IN}}{dt}$$

LOW DRIFT LOW NOISE AMPLIFIER

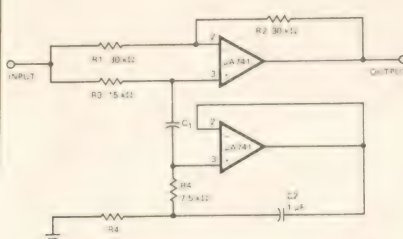


Voltage Gain = 10^3
Input Offset Voltage Drift = $0.6 \mu V/^{\circ}C$
Input Offset Current Drift = $2.0 pA/^{\circ}C$

HIGH SLEW RATE POWER AMPLIFIER

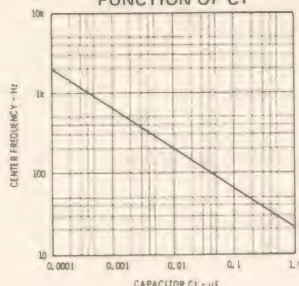


NOTCH FILTER USING THE $\mu A741$ AS A GYRATOR



Trim R3 such that
 $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{2 R_4}$

NOTCH FREQUENCY AS A FUNCTION OF C1



Como projetar transformadores

O leitor que faz montagem, seja profissionalmente ou por *hobby*, provavelmente já se deparou com a situação de necessitar de um transformador com características diferentes daqueles normalmente encontrados no comércio. Mesmo para reposição em consertos, esta situação pode ocorrer e, neste caso, a solução óbvia é mandar enrolar, ou reenrolar, um transformador em uma casa especializada. Porém, quem já fez isto sabe dos inconvenientes, entre eles o custo elevado.

Uma outra solução é enrolar seu próprio transformador. Esta idéia provavelmente vai horrorizar aqueles que já tentaram colocá-la em prática alguma vez, mas garantimos que ela não é tão horripilante assim. Basta ter boa vontade para umas poucas horas de trabalho manual monótono (afinal, qualquer montagem é assim) e conhecer o jeito certo de fazer a coisa. O "jeito certo de fazer a coisa" é o que propomos descrever aqui. Quanto à boa vontade, fica por conta do leitor.

Daremos, inclusive, orientação para um trabalho que, se for feito com o devido cuidado, levará à confecção de um transformador sob medida, para necessidades especiais, de maneira simples, eficiente e barata.

Porém, antes que um transformador possa ser construído, ele precisa ser calculado (não fuja; esta é a parte mais fácil). A partir das características necessárias, deve-se calcular o tamanho do núcleo e o número de espiras de cada enrolamento.

A seqüência de cálculo que daremos a seguir é um tanto empírica e presta-se bem a transformadores de até 200 watts de potência. Não é aconselhável para produção em série; os cálculos são um tanto superdimensionados, a fim de abranger variações na qualidade do material empregado. Quanto à segurança de "dar certo", já tive a oportunidade de construir alguns transformadores empregando esse método — e todos eles funcionaram muito bem.

Cálculo do transformador — Em primeiro lugar, o que deve ser considerado é a potência, em watts, e a tensão do secundário (ou secundários) do transformador. Chamaremos de P_1 a potência no primário; P_2 , a potência no secundário; V_2 e I_2 respectivamente a tensão e corrente no secundário. Quando o transformador tiver mais de um secundário, P_2 representará a soma das potências dos secundários. Mais adiante daremos um exemplo de cálculo com dois secundários.

Primeiramente, tomamos a tensão e a máxima corrente a ser entregue pelo secundário do transformador e achamos a potência P_2 :

$$P_2 = V_2 I_2$$

Assumindo uma eficiência de 80%, a potência no enrolamento primário será:

$$P_1 = \frac{P_2}{0,8} \text{ ou } P_1 = 1,25 P_2$$

A potência é transferida do primário para o secundário através do fluxo magnético. Assim, a área da seção transversal do núcleo (S) de um transformador depende da potência a ser transferida, sendo proporcional a esta potência. A figura 1 mostra um núcleo em E, com a área a que nos referimos sombreada.

Para um núcleo de ferro comum para transformadores, a área S é dada pela fórmula:

$$S = \sqrt{P_1}$$

onde S é dado em cm² e P₁ em watts.

O número de espiras por volt (w') é o segundo parâmetro mais importante do transformador. É ele que determinará quantas espiras deverá ter cada enrolamento. Derivado diretamente da seção S, ele é dado pela seguinte equação:

$$w' = \frac{50}{S}$$

Agora é possível calcular o número de espiras para todos os enrolamentos, multiplicando w' pela tensão de cada enrolamento:

$$w_1 = w'V_1, w_2 = w'V_2, w_3 = w'V_3 \text{ etc.}$$

Quando a corrente circula pelo enrolamento, uma parte da tensão é perdida, devido à queda de tensão na resistência do fio. Para compensar isto, é recomendável enrolar de 5% a 10% a mais de espiras do que o valor calculado. A corrente no enrolamento primário é dada por:

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1}$$

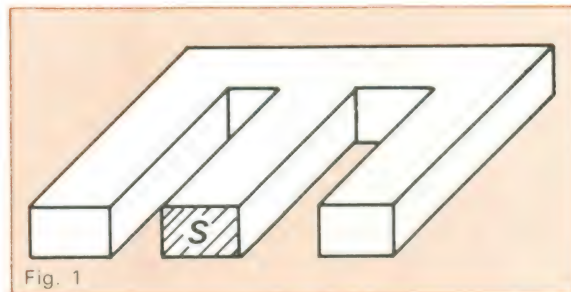
O diâmetro do fio é determinado a partir do valor da corrente e da densidade da mesma. Podemos usar uma densidade de 2 A/mm², um valor usual para pequenos transformadores. A partir da densidade de corrente, determinamos o diâmetro do fio (sem isolação) com a equação:

$$d = 0,8 \sqrt{I}$$

onde d é o diâmetro do fio em mm e I, a corrente, em ampères. Esse cálculo serve para todos os enrolamentos.

É necessário calcular também a área da seção transversal do fio, que será usada mais adiante. Para as finalidades práticas aqui propostas, podemos usar a fórmula:

$$q = 0,8d^2$$



Corte do núcleo em "E", mostrando a área seccional S.

onde q representa a área em mm^2 e d o diâmetro do fio em mm .

De posse do valor do diâmetro, uma tabela de fios nos dirá qual fio deve ser usado (apesar das determinações oficiais, ainda se usa a numeração AWG para fios). Caso não exista fio com diâmetro exatamente igual ao calculado, deve-se usar aquele imediatamente acima.

Para os enrolamentos de baixa tensão, com poucas espiras, e que ficam na camada mais externa da bobina do transformador, pode-se usar densidade de corrente de 2,5 ou até 3. Neste caso, o coeficiente de 0,8, na fórmula do cálculo do diâmetro, pode ser baixado para 0,7 ou 0,65.

Agora que já temos os valores do número de espiras e do tipo de fio, devemos lembrar que esse fio irá ser enrolado em um carretel, normalmente de papelão, e precisamos saber que tamanho deve ter esse carretel. Para isto, devemos calcular a área da seção transversal de cada enrolamento, ou seja, que espaço cada enrolamento ocupará no carretel.

Essa área pode ser calculada multiplicando-se o número de espiras do enrolamento pela área da seção transversal do fio, desta vez com isolamento. A figura 2 ilustra o que é a área da seção transversal do enrolamento, vista em corte. A área do fio, com isolamento, é dada por:

$$q_{is.} = 0,8d_{is.}$$

onde $q_{is.}$ é a área do fio com isolamento de esmalte e $d_{is.}$, o seu diâmetro.

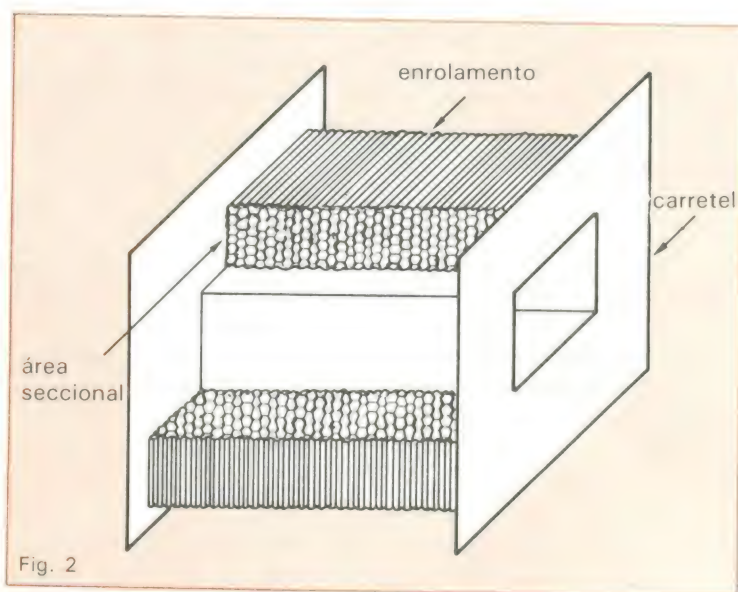
Calcula-se cada uma das áreas ocupadas pelos enrolamentos e somam-se todas elas. Em seguida, a área total assim determinada é multiplicada por dois ou três — o que é um fator aproximado, para permitir a colocação de isoladores entre camadas de enrolamento e entre enrolamentos, e também perdas, como sobreposição de fios, entre outras.

Construção fácil — A orientação de que falamos no início daremos agora. Descreveremos um método empírico de construção de um transformador que é mais uma “reconstrução” ou reforma, pois utiliza um transformador já pronto, porém diferente daquele que necessitamos, e aproveita seu enrolamento primário. O processo se baseia no fato de que os enrolamentos primários dos transformadores — que são normalmente os que contêm o maior número de espiras e, portanto, os mais difíceis de serem enrolados — ficam na parte mais interna da bobina, com os demais enrolados por cima deles. Estamos nos referindo, é claro, a transformadores cuja tensão do secundário é mais baixa do que a do primário.

Este é um método engenhoso e que pode dar bons resultados com pouco trabalho. Mais adiante descreveremos o meio de construir um transformador a partir do “zero”, pois nem sempre é possível usar o método agora descrito.

Primeiramente — e isto é a chave de todo o processo — deve-se conseguir um transformador, velho ou novo, porém funcionando, com as seguintes características: potência igual ou de preferência pouco maior do que necessitamos; tensão do primário igual à requerida; área do núcleo igual ou ligeiramente maior que a calculada; tensão total do secundário (soma de todas as tensões se houver mais de uma) maior do que precisamos.

Em seguida, desmonta-se o transformador cuidadosamente, sem danificar os enrolamentos, retirando as placas do núcleo. Desmancha-se agora, com muito cuidado, um enrolamento secundário de **tensão conhecida**,



Vista em corte da área transversal ocupada pelo enrolamento.

contando as espiras, a fim de se saber o w' (ou espiras por volt). Se houver mais de um secundário, desenrola-se todos eles. Ficaremos então com um carretel pronto, já com o enrolamento primário feito.

Agora basta calcular quantas espiras necessitamos para o nosso secundário, multiplicando o w' desse transformador pela tensão requerida. Então, utilizando o fio calculado anteriormente, enrolamos o novo secundário (ou secundários), montamos o núcleo e aí temos um novo transformador.

Descreveremos agora um processo para construir um transformador por inteiro e daremos algumas dicas sobre a montagem, as quais poderão ser úteis também para o método já descrito.

Construção não tão fácil — Uma vez prontos os cálculos, vem a parte física do trabalho, ou seja, construir o transformador. Talvez a parte mais insidiosa dessa tarefa seja a de se conseguir um núcleo e carretel com as dimensões requeridas. Provavelmente serão encontrados núcleos e carretéis de todos os tamanhos possíveis, exceto aquele de que precisamos. Mas, com alguma persistência, é possível chegar lá.

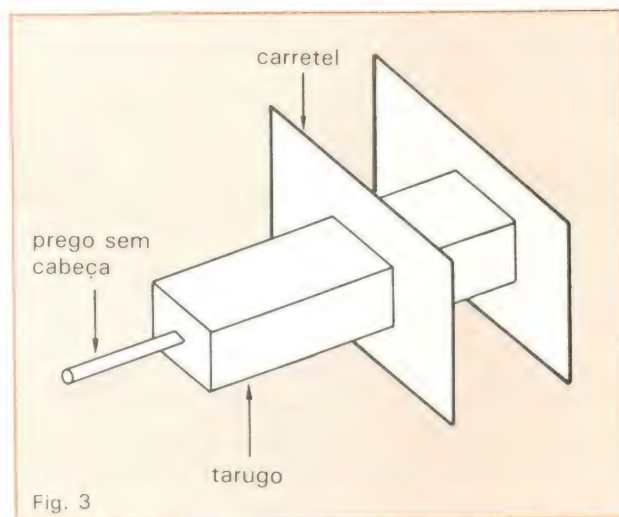
Pode-se procurar, por exemplo, um transformador velho na própria sucata, ou na de um amigo, ou até mesmo em oficinas de reparos. Pode-se ainda recorrer à pesquisa nas lojas que colocam sucatas à venda (acham-se coisas incríveis nesses lugares). E talvez, como último recurso, pode-se desmontar um transformador velho um pouco maior do que o necessário, fazer um novo carretel, com a área de núcleo requerida, respeitando-se a largura da perna central do "E" do núcleo e, posteriormente, empilhando tantas chapas E quantas forem necessárias para preencher o carretel.

Finalmente, de posse dos cálculos, do núcleo e do carretel, o leitor está um tanto apreensivo, tendo em vista o número de espiras que terá de enrolar, principalmente no primário do transformador, se não foi possível usar o método descrito anteriormente.

Não esqueça que o primário é enrolado em primeiro lugar, pois, sendo o que gera menos calor, é natural que fique na parte mais interna da bobina do transformador. Esse enrolamento poderá ser feito de três maneiras diferentes (existem outras, mas estas são as principais): 1) "Na unha", isto é, enrolam-se as espiras manualmente, uma a uma, sem perder a conta. Neste caso, o melhor é contar de 100 em 100 ou de 50 em 50 e fazer uma marca em papel, para cada contagem. É claro que é um processo muito trabalhoso. Mas **pode** ser feito; muita gente já fez coisa pior. 2) Conseguir acesso a uma máquina de enrolar bobinas. Este é, evidentemente, o menos trabalhoso, mas depende de sorte. 3) Este é um processo que nem depende de sorte, nem dá tanto trabalho quanto o primeiro. Precisa-se apenas de uma furadeira manual, o que não é tão difícil quanto obter uma máquina de enrolar bobinas. O processo consiste no seguinte:

— Corta-se um tarugo de madeira que se encaixe firmemente no interior do carretel. Em seguida, corta-se a cabeça de um prego grande e crava-se o prego exatamente no centro da ponta do tarugo. Insere-se o tarugo no carretel e prende-se o prego no mandril da furadeira. A figura 3 dá uma idéia de como ficará a coisa.

— Agora gira-se a furadeira lentamente, contando exatamente quantas voltas dá o carretel para uma volta da manivela, o que poderá não ser um número inteiro. Minha furadeira, por exemplo, dá 3,6 voltas para um giro da manivela. Para maior exatidão, pode-se contar quantas voltas ela dá para 10 giros da manivela.



Método de enrolamento usando um tarugo de madeira e um prego sem ponta.

— Agora uma continha simples nos dirá quantas voltas devemos dar na manivela para que o carretel gire o número de espiras requerido. Prende-se então a ponta do fio no carretel e “manivela-se” até enrolar todo o primário, tomando-se o cuidado de tentar distribuir o fio o mais uniformemente possível no carretel.

Atenção: O processo é desaconselhável para secundários de alta corrente, com fio grosso. Estes devem ser enrolados manualmente.

Lembre-se de que os enrolamentos devem ser isolados entre si por camadas de isolante, de preferência *mylar*, mas pode-se também usar plástico fino ou papel encerado.

Depois de pronta a bobina, monta-se o núcleo, colocando-se alternadamente chapas E e I de um lado e de outro do carretel, como mostra a figura 4.

Para terminar, o transformador pode ser mergulhado em verniz isolante, de preferência quente, e deixado lá por uma ou duas horas, dando-se uma sacudida de vez em quando, para que o verniz penetre melhor. Depois de seco, está pronto para ser usado.

Este processo poderá parecer trabalhoso demais para se fazer um “simples” transformador, mas é melhor ter um trabalhão e o transformador especial do que não ter nenhum dos dois.

Montagem das chapas do núcleo.

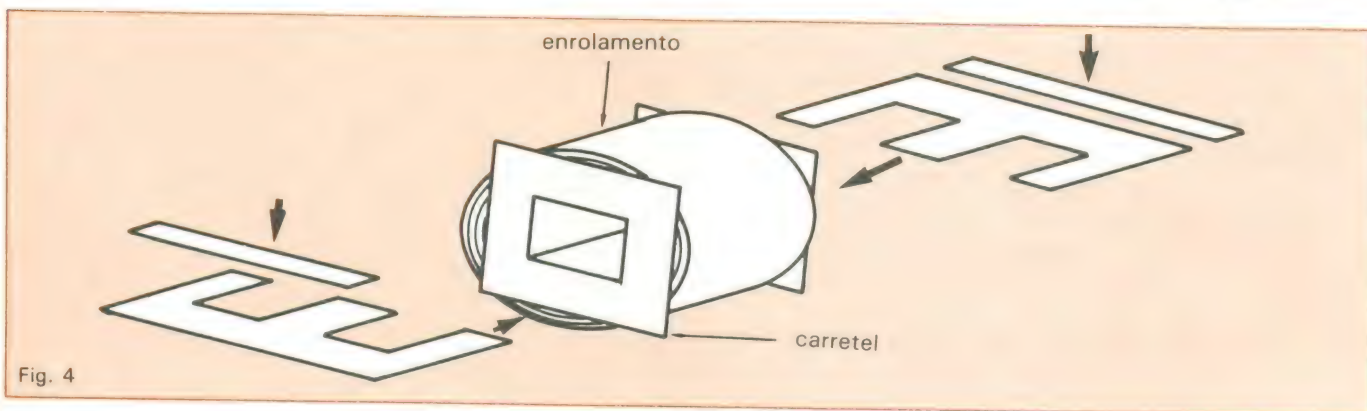


Fig. 4

Exemplo de cálculo

Suponha que precisamos de um transformador com dois secundários, um de 15 V a 1 A e outro de 8 V a 3 A. O primário será de 120 V.

Primeiramente, calculamos a potência total do secundário:

$$P_2 = (1 \text{ A} \times 15 \text{ V}) + (3 \text{ A} \times 8 \text{ V}) = 15 + 24$$

$$P_2 = 39 \text{ W}$$

A potência no primário será:

$$P_1 = 39 \times 1,25 = 48,75 \text{ W}$$

A área seccional do núcleo de ferro é achada em seguida:

$$S = \sqrt{P_1} = \sqrt{48,75} = 6,98$$

$$S = 7 \text{ cm}^2$$

E agora o número de espiras por volt:

$$w' = \frac{50}{7} = 7,14 \text{ esp/V}$$

E a corrente no enrolamento primário será:

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1}$$

$$I_1 = \frac{48,75}{120} = 0,406 \text{ A}$$

O número de espiras no primário será:

$$w_1 = w' \times 120 = 7,14 \times 120 = 856,8 \text{ espiras}$$

E o diâmetro do fio é:

$$d_1 = 0,8\sqrt{I} = 0,8\sqrt{406} = 0,509 \text{ mm}$$

O fio AWG 24 é o que mais se aproxima com 0,511 mm.

O número de espiras e o diâmetro do fio para o primeiro secundário serão:

$$w_2 = w' \times 15 = 7,14 \times 15 = 107 \text{ espiras}$$

$$d_2 = 0,8\sqrt{I} = 0,8\sqrt{3} = 0,8 \text{ mm}$$

Podemos usar fio 20 AWG, com 0,813 mm.

E para o secundário de 8 V:

$$w_3 = w' \times 8 = 7,14 \times 8 = 57,1 \text{ espiras}$$

$$d_3 = 0,8\sqrt{I} = 0,8\sqrt{3} = 1,38 \text{ mm}$$

Neste caso podemos usar o fio 16 AWG, que tem diâmetro de 1,29 mm.

Os diâmetros dos fios com isolamento de esmalte são, respectivamente:

$$d_{1is.} = 0,551 \text{ mm}, d_{2is.} = 0,861 \text{ mm}$$

$$\text{e } d_{3is.} = 1,35 \text{ mm}$$

E agora podemos calcular a área seccional ocupada por cada enrolamento, com a fórmula:

$$q = 0,8 d^2 \times w$$

Para o primário:

$$q = 0,8 \times 0,551^2 \times 856,8 = 208,1 \text{ mm}^2$$

Para o secundário de 15 V:

$$q = 0,8 \times 0,861^2 \times 107 = 63,45 \text{ mm}^2$$

Para o secundário de 8 V:

$$q = 0,8 \times 1,35^2 \times 57,1 = 83,25 \text{ mm}^2$$

A área seccional total dos enrolamentos será de 355 mm² e, tomando-se um fator de 2 para perdas de áreas por isoladores etc., teremos uma área total de 700 mm², ou aproximadamente 7 cm².

Articulações e apoio dos braços

A forma como é feita a articulação do braço com a base e a definição do ponto de apoio são fundamentais para amortecer as vibrações mecânicas

Foi dito, no artigo anterior desta série, que o sistema do motor origina vibrações que, transmitidas através do conjunto do toca-discos e captadas pela cápsula, resultam em vibrações espúrias no conjunto. Essas vibrações podem atingir a frequência de ressonância das diferentes partes. Mas, as ressonâncias podem ser evitadas ou bastante amortecidas se atentarmos para certos detalhes.

Na figura 8, foram mostrados os pontos onde existem compliâncias mecânicas e que podem dar origem a ressonâncias, começando pela base do braço, que contém o pivô do mesmo. Uma vez que esse ponto é o responsável pela "união" entre o braço e a sua base, é por ele que serão passadas as vibrações mais fortes. A preocupação inicial é sobre como iremos bloqueá-las ou, pelo menos, reduzi-las ao máximo. O mesmo princípio descrito para a base de um toca-discos é válido aqui também.

As vibrações vindas através da base do toca-discos têm energia relativamente elevada; para amortecê-las, em parte, é interessante fazer com que tenham contato com uma massa razoavelmente grande, com a qual gastarão uma considerável energia. Se uma segunda base, ainda com massa elevada, for montada de modo a ter um acoplamento muito ruim com a primeira,

parte daquela energia, que passou a primeira barreira, será empregada para transpor o "acoplamento" e o restante fará a segunda base. Se possível, é montado um terceiro conjunto, amortecendo assim ainda mais as vibrações originais.

A função que determina a quantidade de amortecimento é exponencial e varia grandemente com o tipo de amortecimento empregado — forçado ou natural. Como, em nosso caso, estamos aplicando ambos, poderemos certificar-nos de que, ao final desse processo, bem pouco restará da energia inicial. O próximo passo é a montagem do braço sobre a base, ou seja, quais os tipos de articulações e suspensões mais usados.

A figura 13 mostra o tipo chamado *unipivô*(*). Caracteriza-se por possuir um único ponto de apoio para o braço, o que possibilita rotação em torno dos eixos horizontal e vertical, livremente. A figura 14 ilustra a articulação do tipo *faca*: uma cunha garante os movimentos em torno do eixo horizontal e um rolamento permite o movimento de rotação no plano vertical. Na figura 15, tem-se um tipo mais complexo, porém, bastante usado, que é a chamada articulação de suspensão dupla — pares de rolamentos ou articulações tipo *faca* garantem movimentos nos dois planos.

É extremamente importante que não

existam folgas nessas articulações, porque resultam numa instabilidade do braço quando a cápsula trilha os sulcos. Essa tendência se torna perceptível quando os sinais lidos são originários de instrumentos de baixa e alta energia como, por exemplo, o célebre tiro de canhão na "Abertura 1812", de Tchaicovsky. Quando aliado a outros problemas relativos ao posicionamento correto da cápsula e força de trilha-gem, fatalmente acaba por garantir belos passeios do braço sobre o disco, no momento do estrondo, sem que ninguém mexa no toca-discos. A instabilidade também ocorre em passagens de grande intensidade, como um *fortíssimo* dos naipes de cordas e sopro, que provoca uma desagradável distorção, entre outros dissabores. Ainda dão origem a dificuldades em trilhar os sulcos problemas do tipo acúmulo de poeira e perda do líquido lubrificante, em rolamentos autolubrificantes. Em geral, esse problema se manifesta como se toda a orquestra se colocasse atrás de uma pesada cortina.

Seria surpresa descobrir que os fios que conduzem o sinal da cápsula para

Nota (*) *Pivô ou back centre é o local, na torre do braço, onde estão aplicadas todas as forças verticais, mais precisamente a resultante destas. Ele se resume, na verdade, a um ponto.*

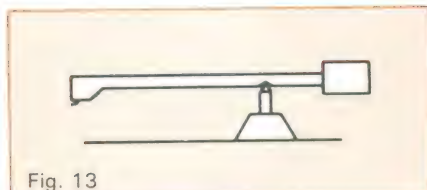


Fig. 13

Sistema de articulação do tipo unipivô.

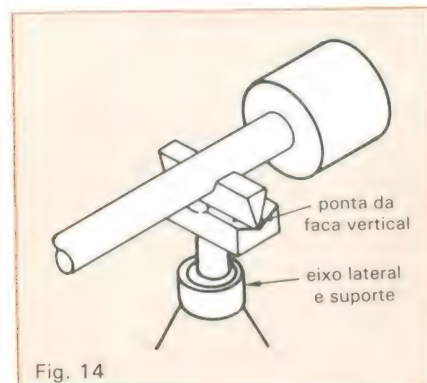


Fig. 14

Sistema de articulação tipo faca.

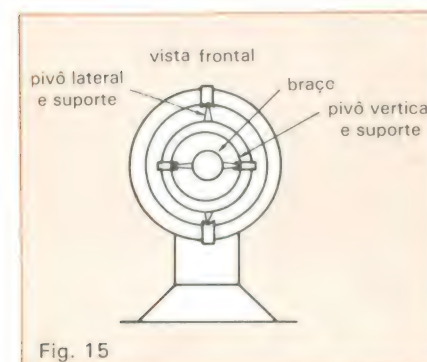


Fig. 15

Articulação de suspensão dupla, com vários pivôs.

o cabo de conexão do pré também podem causar problemas na movimentação do braço? Muitas vezes ao serem inseridos dentro do braço, os fios podem sofrer uma torção, porque frequentemente são colados em vários pontos, mas conservam a tendência de voltar a sua condição original. Essa tendência influi bastante na mobilidade do braço. Muitas vezes, a espessura do cabo, tanto da alma metálica quanto de seu revestimento externo plástico ou resinoso, pode também provocar esse fato.

Voltando ao assunto, o bloqueio de vibrações no braço é importante também porque, se for transmitida uma vibração no sentido cápsula-articulação

e outra no sentido base do braço-cápsula, e uma delas não for suficientemente enfraquecida, poderá ocorrer a soma vetorial dessas frequências. Isso dará uma resultante totalmente fora de controle, que provocará uma distorção muito grande nos sinais captados, justamente por afetar as oscilações dos transdutores dentro da cápsula. Veja a figura 16, que mostra o encontro entre essas duas vibrações.

Como o braço deve ser um elemento neutro em seu funcionamento e sabemos existir um ponto de ressonância no apoio da articulação — o contrapeso e o tubo do braço —, tem-se que diminuir ao máximo a frequência de ressonância ou sua amplitude (vide fig. 8). Novamente, um procedimento semelhante ao adotado para a base pode ser utilizado. Se fizermos com que o ponto de apoio entre o braço e a articulação — qualquer que seja ela — tenha uma massa elevada em relação às massas do braço e cápsula/shell, estaremos quase que garantindo um ótimo amortecimento. Isso tanto das vibrações vindas através do braço, quanto daquelas da base e, em consequência, da própria vibração causada pela ressonância do braço. O senão aqui reside no fato de que toda essa massa deve ter seu centro de gravidade coincidindo com o ponto de apoio ou, preferivelmente, abaixo dele, melhorando o equilíbrio de todo o braço, como ilustra a figura 17. Essa solução resulta em um braço quase neutro e é particularmente interessante para aqueles com articulação unipivô.

Uma função pouco lembrada ou conhecida do contra-peso localizado na parte de trás do braço, além de providenciar a pressão necessária para a agulha trilhar os sulcos, é a de auxiliar no amortecimento das vibrações ao longo do braço, evitando que estabeleçam um elo de realimentação com a agulha (fig. 18).

O ponto seguinte onde pode surgir outra vibração de ressonância é entre o braço e o shell — container da cápsula. A causa mais freqüente desse fato, nesta região, é aquele anel de borracha que serve como amortecedor para as tão faladas vibrações transmitidas pela cápsula ao braço. A idéia é exatamente contrária àquela que propõe o uso do anel; na verdade, braço e shell deveriam ser encarados como uma única peça e não duas, como ocorre. Nessa junção, seria ideal ter-se uma ligação seca e precisa das duas partes

de modo que, ao serem encaixadas ou rosqueadas, não apresentassem folgas. Com isso, a vibração entre ambas seria muito pequena e, sendo um pouco otimista, se o encaixe fosse muitíssimo bem feito, a possibilidade de vibração seria nenhuma.

À medida que vamos nos aprofundando nesses pontos, as causas de problemas começam a deixar o aspecto puramente de construção para se tornarem cada vez mais de projeto e escolha de materiais para a fabricação do conjunto. Contra isso não se pode fazer muita coisa, uma vez estando o projeto definido.

Certas soluções alcançadas pelos projetistas fazem com que determinado braço tenha uma performance soberba com uma certa cápsula, mas que com outras se torne pra lá de lamentável. Outras vezes, surgem braços cujo desempenho mantém-se perto, ou dentro do mínimo aceitável para a maioria das cápsulas, mas que, mediante certos acertos e ajustes não muito exó-

Este é o segundo dos 9 selos que você deve colecionar para receber a capa do Curso de Telefonia.



Basta recortá-lo e fixá-lo no cupom fornecido juntamente com o 1º fascículo.

ticos, podem tornar suas performances com cápsulas de qualidade reconhecida bastante satisfatórias e, em alguns casos, excepcionais.

A maioria dos braços que equipa toca-discos nacionais e internacionais tem um desempenho que pode ser classificado entre o tolerável e o inaceitável. Os ajustes a serem propostos talvez não façam mágicas, mas poderão propiciar uma considerável melhora da situação. Se limitarmos-nos ao mercado nacional, embora sejam em maioria os braços lamentáveis, existem algumas exceções bastante simpáticas que chegam a surpreender e, ao contrário do que parece, não são difíceis de serem encontradas.

Mas não vá pensando que no exterior a coisa muda radicalmente de figura porque não é verdade. Tal como no Brasil, pouca variação ocorre com os braços que equipam a maioria dos toca-discos de linha, salvo, é óbvio, certas marcas conhecidas mas não muito populares, que são inacessíveis tanto aqui como lá.

Se você considera bom o desempenho do motor e do prato do seu toca-discos, porém, deseja melhorar o braço, pois o disponível não o satisfaz, prepare-se para inúmeras surpresas, nem sempre muito agradáveis. Falando como se estivéssemos no exterior,

prepare-se para desembolsar quantias variáveis entre 350 e 2.000 dólares, pelo menos, para adquirir um braço, sem incluir, nesse custo, o preço da cápsula.

Mas voltando à terra, o braço tem dois compromissos fundamentais: ter a maior rigidez possível e atenuar ao máximo as vibrações longitudinais a ele impostas. Tais exigências têm as suas restrições. A alta rigidez implica pouca ou nenhuma atenuação das ondas longitudinais. E a atenuação muito forte implica o uso de materiais pouco rígidos e bastante pesados.

Os fabricantes, tendo em vista esses fatores, em geral adotam posições intermediárias, notadas basicamente pelos dois tipos de braços mais encontrados ou oferecidos no mercado. Há os braços de massa baixa ou muito baixa, fabricados em fibra de carbono reforçada por fibra de vidro, com rigidez bastante alta e que, para conservar certas características, têm diâmetros pequenos em relação aos demais. Outra saída é adotar-se braços com massa de média para alta, uniformes e de seção com diâmetro variável, o que dá aspecto de telescópio ao braço. Na sequência desta série de artigos, trataremos um pouco mais especificamente de tais tipos de braços.

Ainda dentro do assunto vibrações no braço, não se pode atribuir exclusivamente ao tubo do braço a função de absorver e amortecer vibrações. O correto seria rechear-se o interior do braço com uma substância amorfa, que pudesse absorver uma parte razoavelmente alta do espectro que compõe a possível vibração.

Em nosso caso, o espectro vai de cerca de 5 ou 6 Hertz até 60/70 Hertz. O material para preencher o interior do braço poderia ser um polímero, com uma composição tal que suas moléculas absorvessem as vibrações sem, contudo, entrar em ressonância, ao menos dentro dos limites que pudessem afetar a qualidade de áudio.

Imagine a seguinte situação: uma caixa contendo areia e tendo apoiada, na superfície desta, uma bandeja com um copo d'água. Se submetermos a caixa a vibrações, todo o sistema irá vibrar, é claro (fig. 19-a). Mas grande parte da energia será empregada para vencer a inércia (**) da caixa. Outra parte será utilizada pelos grãos de areia para se rearranjarem numa posição de

Nota () Sem nos aprofundarmos muito dentro das teorias da Física, mais diretamente das leis de Newton, pode-se entender inércia como a tendência de um corpo manter-se em repouso ou de continuar seu movimento. Basicamente, quanto maior sua massa, mais dificilmente o corpo poderá sofrer alteração de sua trajetória rapidamente.**

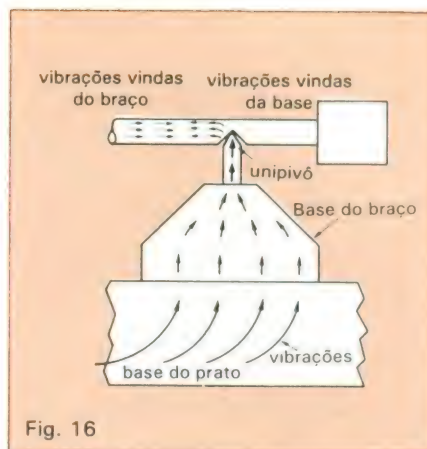


Fig. 16

As vibrações vêm da base e do braço do toca-discos.

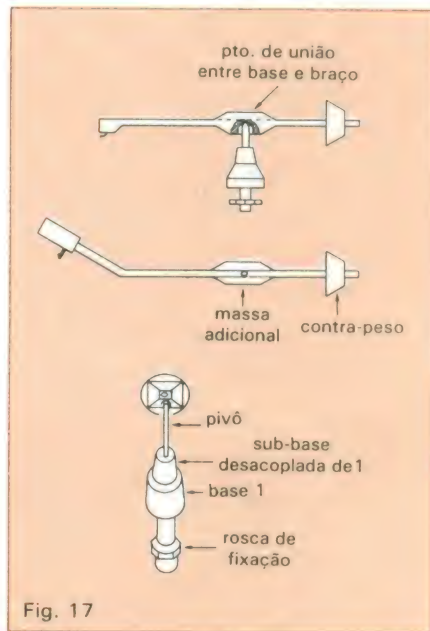


Fig. 17

Braço neutro: o CG coincide com o ponto de apoio.

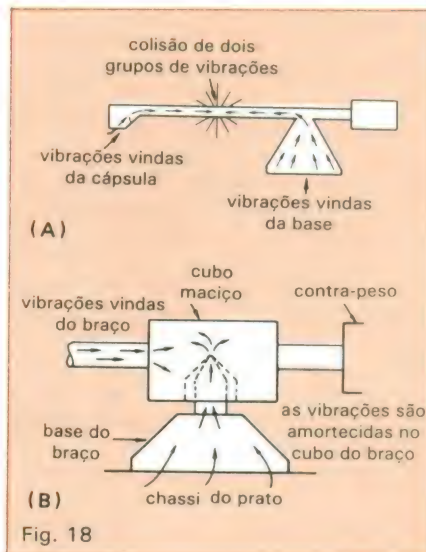
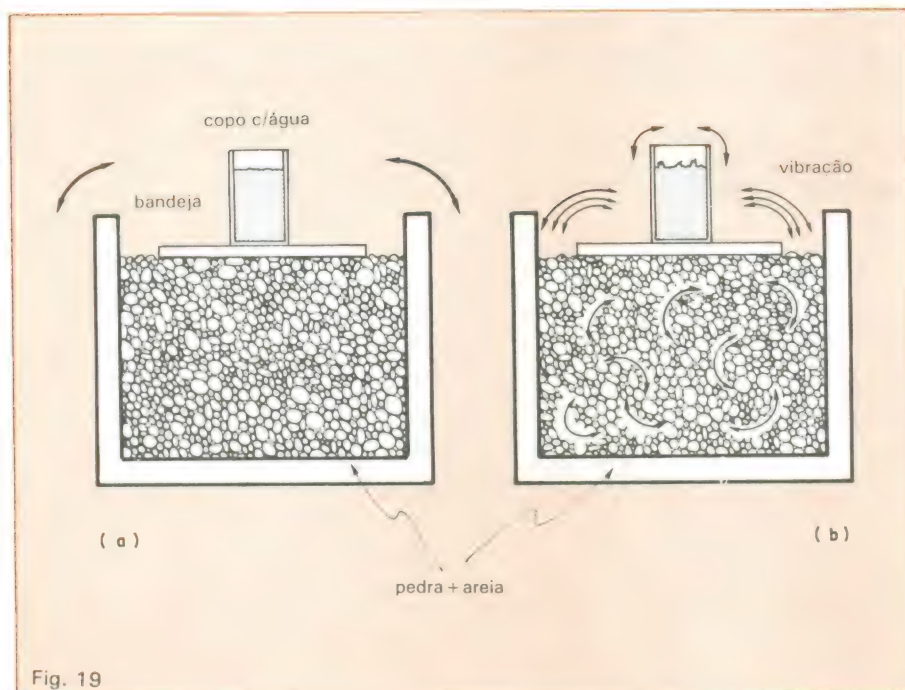


Fig. 18

O contrapeso do braço também serve para equilibrar as vibrações.

Assinando Nova Eletrônica, você vai garantir todos os fascículos de Telefonia Básica.

Faça ou renove já sua assinatura. Nesta mesma edição você pode encontrar um cupom com todas as informações necessárias.



maior equilíbrio dentro da caixa (fig. 19-b). Resta, assim, uma quantidade de energia bem menos significativa que a inicial; essa energia é então transmitida, como vibração de pequena amplitude, para a bandeja e o copo. Se transmitida diretamente à bandeja, seria provável que parte da água fosse expulsa do copo. Mas como isso não aconteceu, a superfície da água mostra apenas suaves ondulações, como na figura 19-b.

Como ilustração, o exemplo descrito serve para completar o exposto nas figuras 4, 5 e 6, no tocante a vibrações transmitidas através da base e para a base. Pode, inclusive, servir como ponto de partida para a construção de uma "sub-base" para seu toca-discos.


Mais adiante, analisaremos o braço de maneira um pouco mais profunda, bem como o método para a correção do ajuste da cápsula e da própria posição do braço no toca-discos. Além disso, será fornecida uma lista de referências e leituras complementares. ●

Fig. 19
Exemplos ilustrativos do amortecimento numa caixa de areia.

Tradição em Equipamentos Elétricos e Eletrônicos em Geral

DISTRIBUIDORA DOS PRODUTOS

CELIS
ELEMENTOS ELÉTRICOS LTDA.

BORNES MULTIPOLARES  **lumberg**
SOQUETES P/ CIRCUITOS INTEGRADOS
CONJUNTOS DE SOQUETES DE RELÉ
CONECTORES MULTIPOLARES

SCHRACK

RELÉS MINIATURA
RELÉS INDUSTRIAIS
RELÉS REED
INTERRUPTORES MAGNÉTICOS

SEMIKRON

PONTES RETIFICADORAS
DIODOS
TIRISTORES
DISSIPADORES DE CALOR

Eletrotécnica Sotto Mayor Ltda.

MATRIZ:

RUA FLORÊNCIO DE ABREU, 474
01030 - SÃO PAULO - SP

TEL: (011) 228-3011 (TRONCO CHAVE)

FILIAL:

RUA SANTA IFIGÊNIA, 502
01207 - SÃO PAULO - SP

TEL: (011) 223-8899 (TRONCO CHAVE)

TELEX: (011) 24852 ESML - BR

Conceitos básicos sobre os principais sistemas e padrões de transmissão em cores são reunidos, mostrando as diferenças entre NTSC, PAL e SECAN

Os diferentes sistemas de TV em cores

A televisão, de qualquer que seja o sistema, utiliza somente três cores básicas para dar origem à imagem colorida. Essas três cores, também chamadas de cores primárias, são o vermelho, cuja identificação é feita pela letra "R" de *red*, o verde, identificado pela letra "G" de *green* e o azul, identificado pelo "B" de *blue*. Por meio da combinação (método da mistura aditiva) dessas três cores, é possível reproduzir todas as demais necessárias à imagem, inclusive o branco e o preto.

A Tabela 1 ilustra, por ordem crescente de "brilho", as oito cores fundamentais obtidas pela combinação das primárias. Elas representam o padrão de barras coloridas utilizado como referência para teste dos receptores, através do qual é possível avaliar a correta atuação dos circuitos.

Luminância e croma — Qualquer sistema de televisão utiliza sempre dois tipos de sinais elementares que caracterizam a imagem: o sinal de luminância, que corresponde à formação da imagem em preto e branco, e o sinal de croma, que constitui o complemento da imagem de luminância e contém a informação das cores da cena. O sinal de luminância é representado pela letra "Y" e obtido pela combinação das cores primárias.

O sinal de croma, representado pela letra "C", contém duas informações que correspondem aos sinais diferença de cor: R-Y e B-Y. São esses sinais que conduzem a informação rela-

tiva às cores da imagem. Pode-se observar que o sinal G-Y não é utilizado na transmissão de croma porque ele é redundante, isto é, pode ser obtido pela combinação de R-Y e B-Y com Y.

Portanto, os sinais a serem processados por qualquer tipo de receptor em cores são: luminância (Y) e croma (R-Y e B-Y).

Padrão e sistemas — A transmissão de sinais de televisão envolve uma série de padronizações adotadas de acordo com as necessidades e características de cada país ou região. Sob esse aspecto, devemos saber diferenciar os conceitos de padrão e sistema ligados ao tipo de transmissão.

Entendemos por padrão o conjunto de características que define a transmissão básica dos sinais de vídeo e áudio, tais como: número de linhas, frequência horizontal, frequência vertical etc. A Tabela 2 reúne as principais características correspondentes aos diversos tipos de padrões existentes, que são identificados pelas letras A, M, N, B, C, G, H, I, D, K, L, F, E.

O padrão de transmissão adotado por localidade refere-se tanto a sinais em preto e branco como a sinais coloridos.

Entende-se por sistema como o processo de codificação dos sinais de croma adotado para transmissão de sinais coloridos. Portanto, como é possível ao leitor observar, podemos ter localidades que adotaram o mesmo sistema de transmissão de sinais coloridos, porém, com padrões

distintos. Como exemplo típico desse confronto, podemos citar o Brasil e a Alemanha que, embora utilizem o mesmo sistema PAL, possuem padrões de transmissão distintos: padrão M para o Brasil e padrão G para a Alemanha. Por outro lado, podemos encontrar situações opostas onde, apesar de utilizado o mesmo padrão, os sistemas são distintos. Esse é o caso entre o Brasil e os EUA: ambos realizam suas transmissões de acordo com o padrão M, mas com sistemas distintos — PAL para o Brasil e NTSC para os EUA.

É de extrema importância, ao se cogitar de fazer adaptações de aparelhos importados, analisar a viabilidade dessa operação considerando o padrão e o sistema do equipamento original. Como pode ser observado pela Tabela 2, é praticamente inviável a adaptação entre alguns padrões, pela total incompatibilidade de itens como: número de linhas da imagem, interpretadora som/vídeo, largura de banda etc. Tais adaptações, se houver insistência, resultarão muitas vezes na transformação total do aparelho, tornando-se

completamente desvantajosas do ponto de vista financeiro.

Vamos, a seguir, analisar sumariamente os três principais sistemas de codificação do sinal de croma.

Sistema NTSC — Por ordem cronológica, o sistema NTSC (*National Television System Committee*) representa o primeiro sistema comercialmente adotado. Nesse sistema, os dois sinais di-

ferença de cor (R-Y e B-Y) são transmitidos numa mesma subportadora, através da técnica de modulação em quadratura. Segundo essa técnica, dois sinais distintos modulam em amplitude (AM) uma mesma frequência portadora, só que defasada de 90° — daí a denominação “quadratura”.

Além dos sinais R-Y e B-Y, é enviada ao receptor também uma pequena amostra (*burst*) dessa subportadora, uma vez que, por medidas preventivas, só são transmitidas as bandas laterais dessa modulação. Ou seja, a subportadora é suprimida para não provocar batimentos indesejáveis entre os sinais de croma e luminância.

Como resultante desse tipo de modulação, a informação de cada cor é identificada por intermédio da fase do sinal de croma.

O diagrama vetorial da figura 1 apresenta a disposição dos sinais segundo o sistema NTSC.

Sistema PAL — A transmissão dos sinais de croma pelo sistema PAL (*Phase Alternating Line*) pode ser considerada uma versão aprimorada do sistema NTSC, uma vez que se utiliza do mesmo processo básico de codificação, com exceção de uma característica marcante: a inversão linha a linha da componente de sinal R-Y. Com esse procedimento, o sistema PAL con-

segue superar o NTSC quanto à estabilidade das cores.

Com a finalidade de sincronizar as inversões, o sinal *burst*, no sistema PAL, também acompanha as inversões linha a linha do sinal R-Y. O diagrama vetorial da figura 2 ilustra a disposição desses sinais em duas linhas consecutivas, segundo o sistema PAL.

Sistema SECAN — O sistema SECAN diferencia-se dos sistemas PAL e NTSC pela forma de transmissão das componentes de croma. Nesse sistema, os sinais R-Y e B-Y não são transmitidos simultaneamente, mas sim em “seqüência alternada” a cada período de varredura horizontal. Em outras palavras, um deles é transmitido durante uma linha (1H) e o outro só segue durante a próxima linha, sendo que para esta transmissão é utilizada a modulação em frequência (FM). Portanto, nesse sistema existe total separação entre componentes de croma, o que não ocorre com os sistemas PAL e NTSC, cujos componentes se relacionam vetorialmente.

A frequência da subportadora para cada um desses sinais é ligeiramente diferente:

$$\begin{aligned} f(R-Y) &= 282 \text{ fh} = 4,40625 \text{ MHz} \\ f(B-Y) &= 272 \text{ fh} = 4,25000 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Formação das cores fundamentais a partir das primárias

Tabela 1

cor	formação
preto	ausência de cor
azul	azul (primária)
vermelho	vermelho (primária)
magenta	azul + vermelho
verde	verde (primária)
ciano	verde + azul
amarelo	verde + vermelho
branco	verde + vermelho + azul

Principais características dos vários padrões de transmissão

Tabela 2

	A	M	N	B	C	G	H	I	D,K,K1	L	F	E
Número de linhas da tela (linhas)	405	525	625	625	625	625	625	625	625	625	819	819
Frequência de varredura horizontal (KHz)	10.125	15.750	15.750	15.625	15.625	15.625	15.625	15.625	15.625	15.625	20.475	20.475
Frequência de varredura vertical (KHz)	50	60	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50
Largura de banda de transmissão (MHz)	5	6	6	7	7	8	8	8	8	8	7	14
Interportadora vídeo-áudio (MHz)	-3,5	+4,5	+4,5	+5,5	+5,5	+5,5	+5,5	+6,0	+6,5	+6,5	+5,5	±11,15
*Tipo de modulação de áudio	A3	F3 ± 25KHz 75µs	F3 ± 25KHz 75µs	F3 ± 25KHz 50µs	A3 50µs	F3 ± 50KHz 50µs	F3 ± 50KHz 50µs	F3 ± 50KHz 50µs	F3 ± 50KHz 50µs	A3	A3 50µs	A3
Tipo de modulação de vídeo	A5C Positivo	A5C Negativo	A5C Negativo	A5C Negativo	A5C Positivo	A5C Negativo	A5C Negativo	A5C Negativo	A5C Negativo	A5C Positivo	A5C Positivo	A5C Positivo
Relação entre potências de transmissão: vídeo/áudio	4/1	10/1 ~ 4/1	10/1 ~ 5/1	10/1 ~ 5/1	4/1	10/1	10/1 ~ 5/1	5/1	2/1 ~ 5/1	8/1	4/1	4/1

Um sinal de identificação (*burst*) também é enviado para possibilitar ao receptor a correta interpretação de cada sinal. A figura 3 ilustra a disposição dos sinais de croma segundo o sistema SECAN.

Conclusão — Depois dessa apresentação sumária dos três principais sistemas de transmissão em cores, o leitor pode concluir que existe uma grande afinidade entre os sistemas NTSC (M) e PAL (M). Isso permite que entre ambos se torne viável uma fusão de equipamentos, por meio de adaptações adequadas aos circuitos decodificadores de croma.

Já o sistema SECAN, pelas características bastante diversas que apresenta com relação aos dois primeiros, não admite transformações ao mesmo nível de facilidade que entre os anteriores.

Esse mesmo grau de dificuldade pode ser colocado quanto às transformações entre os sistemas PAL-M e PAL-G. Apesar da identidade de sistemas, es-

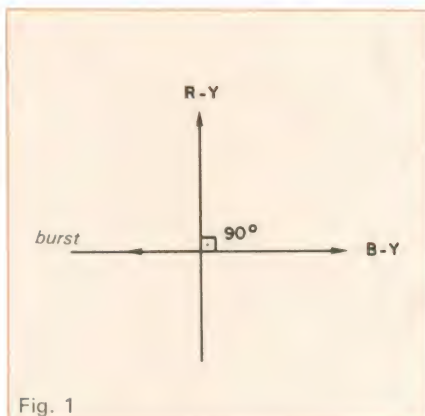


Fig. 1

Disposição vetorial dos sinais no sistema NTSC.

ses exibem profundas divergências relacionadas ao padrão de transmissão: número de linhas da tela, frequência vertical e horizontal, largura de banda e interportadora entre vídeo e áudio. Essas diferenças, para uma adaptação adequada, exigem uma total reconstituição do equipamento.

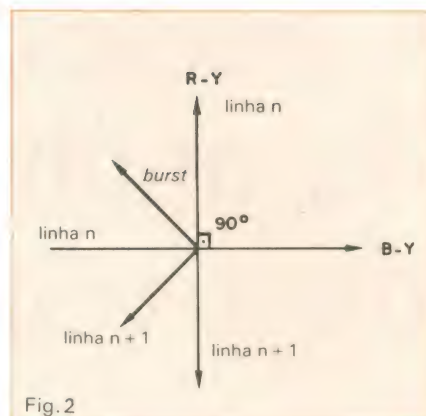


Fig. 2

Disposição vetorial dos sinais no sistema PAL.

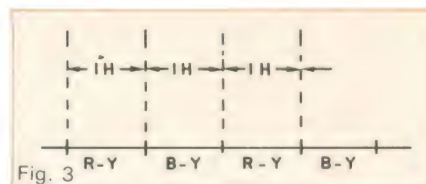


Fig. 3

Transmissão sequencial das componentes de croma: sistema SECAN.

O melhor curso de eletrônica digital tem que ser feito na melhor escola profissional.

A ESCOLA PROFISSIONAL URUBATAN LANÇOU O MELHOR EM ELETRÔNICA DIGITAL

- 50% do curso com aulas práticas.
- Aparelhos específicos, proporcionando dezenas de experiências p/ maior facilidade no aprendizado dos circuitos integrados.
- Curso completamente apostilado c/ todas as ilustrações dos assuntos referidos.
- E 40 anos de experiência no ensino.

10 OUTROS CURSOS PARA SEU HOBBY E SUA PROFISSÃO.

INFORME-SE JÁ.

INICIE AINDA ESTE MÊS



ESCOLA PROFISSIONAL URUBATAN

RUA DAS PALMEIRAS, 184
(100m. METRÔ STA. CECÍLIA).
TEL.: 223-7311



É simplesmente perfeito!

Os conectores circulares CELIS são fabricados para uso profissional em computadores, teclados, microfones, instrumentos médicos, taxímetros digitais, instalações de áudio, etc...

Sua conexão com a melhor técnica!

CELIS
ELEMENTOS ELÉTRICOS LTDA.

As carcaças dos conectores circulares CELIS são torneados e garantem alta robustez mecânica, além de excelente acabamento e ótima aparência.

Os conectores são plugados, rosqueados e permitem o aterramento da carcaça. Em versões de 3, 5 e 8 pinos (outras sob consulta) são fornecidos com prensa cabo e bucha para evitar quebras dos fios no cabo. O Conector Circular CELIS dará mais qualidade a seus produtos. Consulte-nos!

VENDAS Itaperica da Serra □ SP: Av. Eduardo R. Daher, 723 □ Centro □ Tel.: (011) 495-2944
Rio de Janeiro □ RJ: Rua Uruguay, 393 □ Sobrelaje 102 □ Tijuca □ Tel.: (021) 268-2586
FÁBRICA Itaperica da Serra □ SP: Rua Mirangaba, 131 □ Jardim Itaperica
CORRESP. Itaperica da Serra □ SP: Cx. Postal 02 □ CEP 06850 □ Telex (011) 33226 SCHR BR

Conclusão da análise do receptor

Amplificador de FI, demodulador e saída do demodulador são os últimos blocos do receptor, fechando a série sobre radioenlace para SHF

O sinal de FI, após ter sido filtrado no equalizador de FI, é aplicado na entrada do amplificador de FI. Esse circuito tem quatro funções básicas: amplificar o sinal de FI, controlar o ganho através do CAG, operar o silenciador, ou *squelch*, e fornecer uma saída analógica para o registrador gráfico.

Na figura 36, temos o diagrama em bloco simplificado do amplificador de FI, o qual é constituído pelas seguintes subunidades: seis amplificadores de banda larga, com resposta plana desde cc até 100 MHz; um disparador de Schmitt (*Schmitt trigger*) e um silenciador, ou *squelch*.

O sinal de RF recebido na antena, com variação de -26 dBm a -76 dBm, é convertido para 70 MHz; em nível de FI, o sinal contém a mesma variação com que foi recebido na antena. O amplificador de FI tem seu ganho variável devido à ação do CAG: ele muda inversamente com a variação do sinal de FI na entrada do receptor. Dessa maneira, temos na saída um sinal com amplitude constante, desde que a variação do sinal de RF na entrada do receptor esteja dentro da gama de ação do CAG.

Definimos a gama de ação, ou faixa dinâmica do CAG, como a máxima variação que o sinal de RF na entrada do receptor pode sofrer, sem que haja alteração no nível de saída. Se o nível do sinal de RF recebido sofrer uma variação de -26 dBm a -76 dBm, ou seja, uma alteração de 50 dB, o circuito do CAG deve corrigir esta variação de mo-

do que o nível na saída do amplificador de FI se mantenha constante em torno de 500 mV/75 Ω , o que corresponde a $+5,25$ dBm.

Amplificador de FI(1) — O sinal de FI de 70 ± 10 MHz, depois de filtrado, é aplicado na entrada do 1.º amplificador, como indica a figura 36. Na realidade, são cinco amplificadores iguais, que proporcionam um alto ganho para sinais de pequena amplitude, presentes na entrada do receptor. Na saída de cada amplificador, um par de diodos (D1 e D2) forma um divisor variável de tensão. A relação do divisor varia inversamente com o nível do sinal de RF recebido.

A figura 37 é uma representação esquemática do divisor de tensão: em A, temos a ligação dos diodos — o sinal é aplicado no ponto 1 e é retirado no ponto 2; em B, temos a configuração de R1 e R2, que equivalem à resistência dinâmica de cada diodo. Se os dois diodos conduzirem por igual, teremos $R1 = R2$ e, neste caso, o sinal aparecerá na saída do divisor dividido por dois. Quando D1 conduz ($R1 = 0\Omega$) e D2 está em aberto ($R2 = \infty\Omega$), não há atenuação do sinal na saída. Quando D1 está em aberto e D2 conduzindo, a atenuação é total. Cada conjunto de atenuador contribui com uma atenuação máxima de 12 dB, para sinais de entrada máxima, resultando numa atenuação total de $5 \times 12 \text{ dB} = 60 \text{ dB}$. Dependendo da relação dos valores de R1 e R2, há infinitos valores de atenuação, em relação aos casos extremos.

O que vai determinar o estado de condução, de maneira que um diodo conduza mais ou menos em relação ao outro, é o nível de tensão de polarização do CAG, aplicado ao diodo D2. Essa tensão, por sua vez, depende da intensidade do sinal presente na entrada do receptor: a tensão do CAG aumenta na mesma proporção do sinal recebido. A ação do divisor a diodo é tal que, quando o sinal de RF aumenta em relação ao nível nominal de -36 dBm, a relação do divisor de tensão (D1 e D2) se reduz, de maneira a diminuir o ganho, trazendo-o para o valor nominal na saída. No caso contrário, quando o nível recebido diminui em relação ao nominal, a relação do divisor aumenta, elevando o ganho e, mais uma vez, trazendo a saída de volta ao valor nominal. Nos casos extremos, assim como nos infinitos casos intermediários, o nível na saída mantém-se constante.

Amplificador de CAG (5) e (6) — Na saída do 5.º amplificador é retirada uma amostra do sinal de FI, que é retificada por D3, transformando-a em um nível cc variável. O sinal retificado é amplificado inicialmente pelo amplificador (5). Quando a chave CH1 está na posição "AUT" (correção automática), o nível cc variável é amplificado mais uma vez pelo amplificador (6). Esse sinal é aplicado à cadeia de diodos existentes na saída de cada amplificador de FI. A cadeia de diodos corrige automaticamente o nível de tensão na saída de cada amplificador, compensando a variação do nível do sinal de RF recebido, como vimos há pouco.

A tensão de referência na saída do amplificador de FI é ajustada através do P2, ligado na outra porta do amplificador (6); esse ajuste é feito para um nível nominal de -46 dBm, aplicado na entrada do receptor. Mesmo que o nível do sinal de RF recebido sofra uma variação de -26 dBm a -76 dBm, o nível na saída se mantém constante, graças à ação do CAG. Quando o nível recebido é muito forte, acima de -26 dBm, o CAG satura, não controlando mais o ganho; nesse caso, o nível na saída aumenta como ilustra a figura 38. Ai, podemos operar com CAG manual.

Quando colocamos a chave CH1 na posição MAN, o nível na saída do amplificador passa a ser controlado manualmente, por meio do potenciômetro P1, fixado no painel frontal da unidade. O controle de ganho manual é mais usado no caso de se querer registrar a

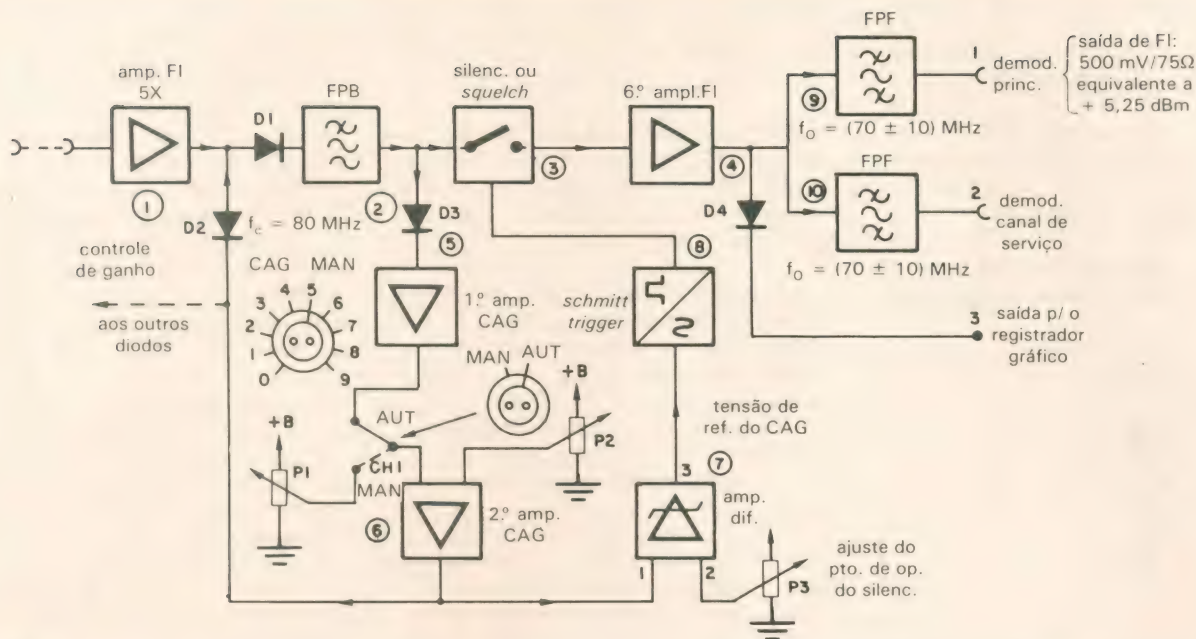


Diagrama em blocos do amplificador de FI.

O sinal de RF recebido na antena sofre dois tipos de variação: seletiva rápida e seletiva lenta. A primeira é caracterizada por ser uma variação do tipo transitório, de curta duração, como nos pontos A e B da figura 38; nesse caso, o CAG não tem atuação muito eficiente. Esse tipo de variação não é registrado por dois motivos: primeiro, porque o CAG não responde a variações rápidas, como vimos; segundo, porque o sistema mecânico do registrador não consegue acompanhá-lo totalmente. No desvanecimento lento, ou *fading*, o sinal recebido na antena varia muito lentamente em função do tempo; nesse caso, o CAG tem uma atuação mais eficiente, sendo possível gravá-lo. Na figura 39, temos um gráfico de variação do sinal recebido na antena em função do tempo, para controle manual.

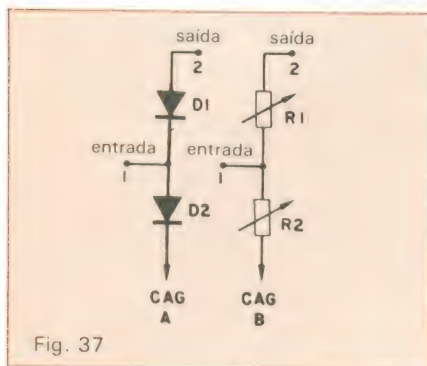
rompendo o sinal na saída da unidade.

Amplificador (4) — O sinal de FI presente na saída do silenciador é introduzido no amplificador (4) que eleva o nível para o valor nominal de +5,25 dBm na saída.

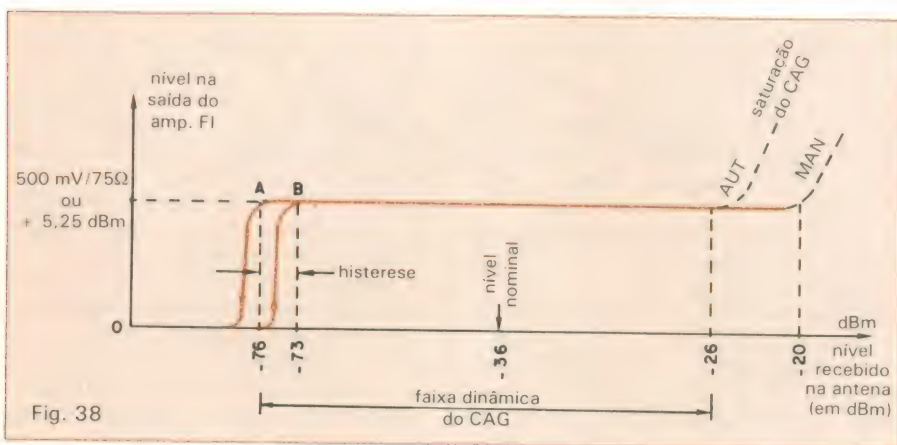
da 1, principal, vai ao demodulador de 960 canais e a saída reserva não é usada, sendo terminada com uma carga de 75 Ω . No caso de estação repetidora, em nível de FI, a saída principal vai ao amplificador de FI de transmissão, já mostrado na figura 13, onde o sinal recebido de uma direção é amplificado e convertido para outra frequência e, a seguir, transmitido na outra direção. A saída reserva, por sua vez, vai ao demodulador de canal de serviço, onde o sinal é demodulado, recuperando-se só a informação contida na sub-BB, como vimos na figura 2. Com isso, o pessoal técnico da estação tem acesso ao canal de voz, além da estação ser telecomandada e supervisionada remotamente através da supervisão. No caso da transmissão, a sub-BB é injetada no oscilador local do transmissor (fig. 15).

a curva 2 da figura 35 a mais plana possível. O atraso de grupo pode ser corrigido com o sistema em operação, através do potenciômetro de linearidade P1 (LIN), fixo no painel frontal da unidade. Por meio de P1, é aplicada uma tensão CC ao diodo varicap D5, que, ao variar a capacitância da função, muda o ponto de sintonia do filtro, variando a linearidade do demodulador.

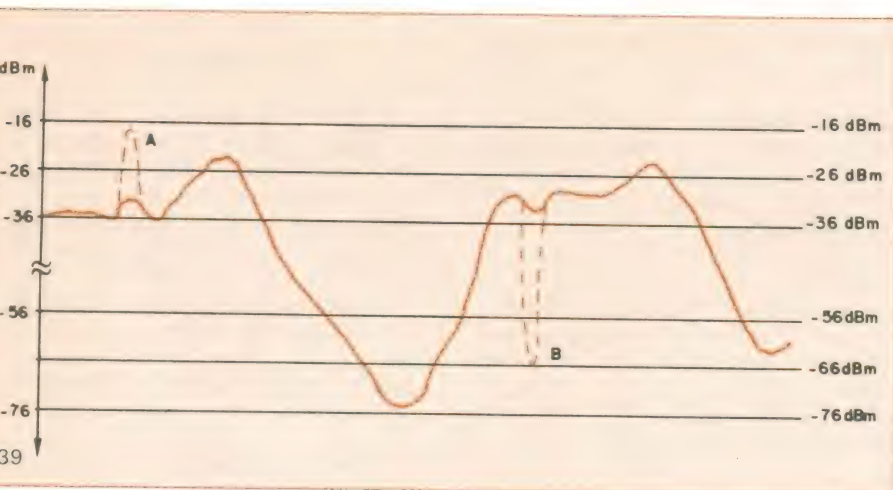
FRF (3) — Este filtro é ressonante na 2ª harmônica do sinal da FI, gerada pe-



Circuito do atenuador do amp. de FI: a) diodos; b) equivalente.



Curva de atuação do Controle Automático de Ganho.



Variação do nível na antena, em função do tempo.

los diodos do limitador. Rejeita a frequência de 140 MHz por completo, evitando que a 2ª harmônica apareça na entrada do demodulador, o que provocaria distorção do sinal da BB.

FPF (5) — Sintonizado na frequência central da FI, é o responsável direto pela simetria da curva S, ou seja, é quem determina o ponto central da curva, como vemos na figura 44b.

Limitador — Para que os sinais da BB sejam reproduzidos na saída do demodulador, com as mesmas características que foram aplicadas na entrada do demodulador do lado do TX, é necessário que na entrada do demodulador seja aplicado um sinal modulado em frequência (FM), sem variação em amplitude, como indica a figura 41c. Os demoduladores de FM são sensíveis às variações em amplitude presentes no sinal modulado: podem aparecer na saída do demodulador causando distorção no sinal da BB recuperado. Com o auxílio de um simples limitador passivo podemos suprimi-las sem causar prejuízo à mensagem recebida, ou seja, no sinal da BB.

No modulador do transmissor a BB modulou o sinal de 70 MHz em frequência, fazendo-o variar no eixo do tempo. Na recepção, mesmo que a amplitude do sinal recebido seja limitada ao ponto de restar somente uma pequena amostra do sinal recebido, como na figura 41c, esta ainda contém as informações iniciais. A variação de amplitude, sofrida pelo sinal recebido, pode ser causada por diversos fatores tais como: a não-linearidade dos amplificadores de FI e ondulação dos filtros de RF e de FI, tanto do lado do transmissor como do lado do receptor.

Durante o processo de modulação da portadora em FM, ao mesmo tempo também ocorre uma pequena modulação em amplitude (AM). Também, no meio externo ao sistema, podem ocorrer variações de amplitude, causadas por descargas elétricas e perturbações atmosféricas, além do desvanecimento (*fading*) seletivo rápido sofrido pelo sinal recebido (pontos A e B da fig. 38). O limitador usado para esta finalidade é constituído por dois diodos ligados em série ou em paralelo.

Limitador série — O limitador série, visto na figura 42, é o mais usado, além de ser simples: tem boa simetria, ceifa igualmente tanto os picos positivos como os negativos, além de usar só uma fonte cc. O seu funcionamento está baseado em, através de R4, aplicar-se um potencial positivo aos anodos dos diodos D1 e D2.

A tensão aplicada no ponto B da figura 42 determina o ponto quiescente de operação dos diodos. Quando aplicamos um potencial de, por exemplo, +3 Vcc, duas correntes começam a circular: uma através de R1 e D1 e outra por D2 e R2. Considerando os diodos como sendo um par casado e R1 = R2, as duas correntes serão iguais, ou seja, I1 = I2. Com os diodos conduzindo, aparece uma queda de tensão ($V_D = 0,7V$) sobre cada diodo e o restante da tensão cai sobre as resistências R1 e R2; portanto $VR1 = VR2 = 2,3$ volts.

Se ligarmos ao ponto A um gerador de corrente alternada, com forma de onda senoidal e amplitude superior a 2,3 Vp, de maneira a simular o sinal a ser ceifado, acontecerá o seguinte:

- quando a tensão do sinal de entrada aumentar no sentido positivo, indo além de 2,3 Vp, aplicada ao catodo de D1, este vai ao corte e toda a corrente que circulava por ele e por R1 passará a circular, agora, por D2 e R2. A corrente que agora circula pela malha D2R2 será o dobro da anterior, fazendo aparecer uma tensão de 4,6 Vp sobre R2. A diminuição da corrente em D1 e o aumento correspondente em D2 obedece a uma função senoidal. Pelo fato de

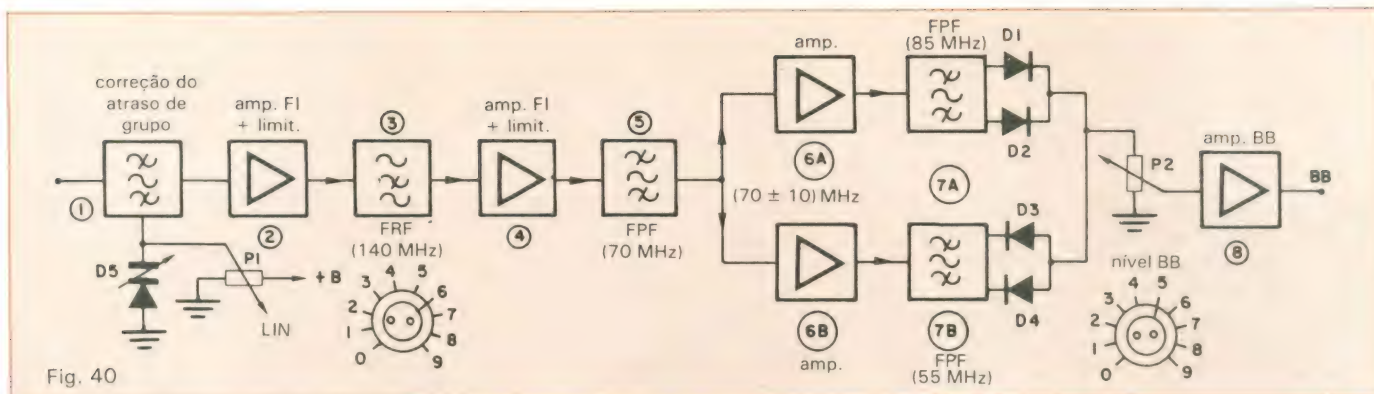
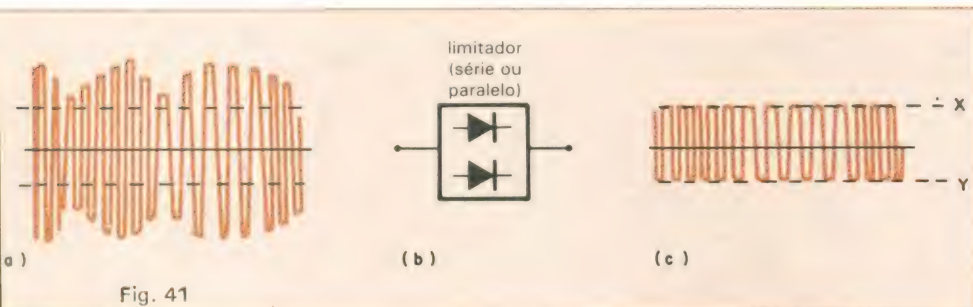
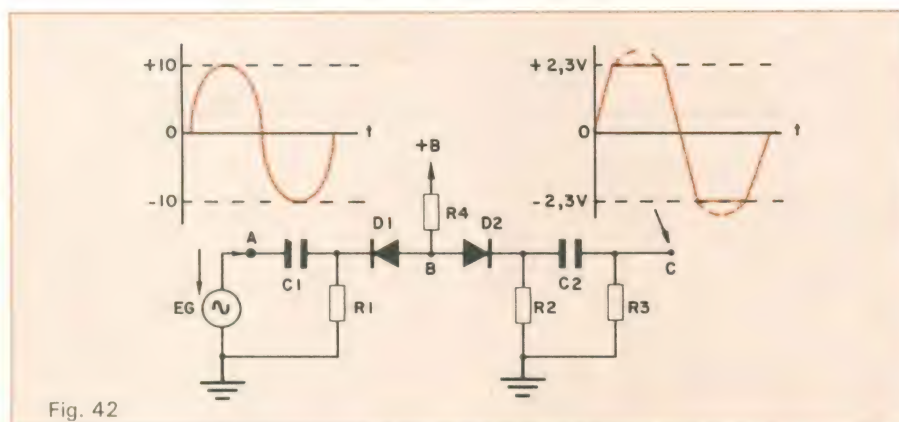


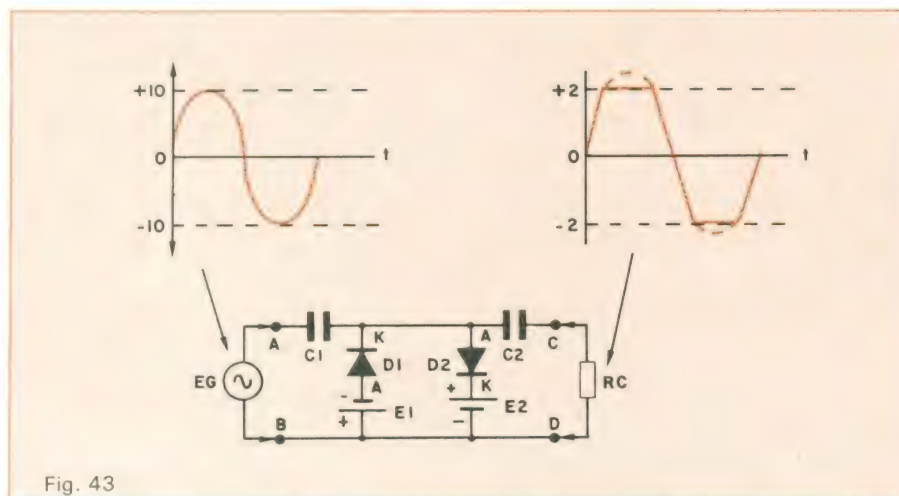
Diagrama em blocos do demodulador de 960 canais.



Formas de onda na entrada e na saída do limitador.



Circuito do limitador série.



Circuito do limitador paralelo.

D1 estar no corte, mesmo que a tensão do gerador aumente, indo além de 2,3 Vp, a tensão na saída, que aparece sobre R2, não aumenta mais, mantendo-se inalterada em torno de 4,6 Vp;

• quando o gerador inverter a polarização do sinal de entrada, no ponto B da figura 42, aparecerão agora duas tensões com polaridade opostas; sendo uma positiva (+ 3 Vcc) e uma negativa, aplicada pelo gerador, que varia em função do tempo. Quando a diferença entre as duas tensões aplicadas ao ponto B for igual ou menor que 0,65 V, o diodo D2 será levado ao corte; em consequência, a tensão na saída sobre R2 cai para zero volt. Mesmo que a tensão do gerador aumente além de -2,3 Vp, a saída mantém-se inalterada, em torno de zero volt.

Dai, podemos concluir que D1 limita os picos positivos e D2 limita os picos negativos do sinal de entrada. Na saída, temos uma tensão sobre R2 com variação de 0 a + 4,6 V e um valor médio em +2,3 V; o capacitor C2 bloqueia a tensão cc presente sobre R2 e, assim, na saída sobre Rc, vamos ter uma tensão de $\pm 2,3$ V, em torno do eixo do zero, como se vê na figura 42c. Se desejarmos ceifar o sinal de entrada em outro nível, diferente de 2,3 V, basta para isso alterar o valor de R4.

Limitador paralelo — Nesse tipo de limitador, os diodos D1 e D2 estão ligados em paralelo com o sinal de entrada, como ilustra a figura 43. A fonte E1 polariza D1 e a fonte E2 polariza D2, sendo ambos polarizados inversamente. Os diodos D1 e D2 só irão conduzir quando a tensão do gerador for superior à somatória da tensão inversa de cada fonte e a tensão de joelho, ou de condução, de cada diodo. Quando os diodos conduzem, ceifam tanto os picos positivos como negativos do sinal de entrada. Por exemplo: se a tensão de cada fonte for igual a + 1,3 Vcc e for usado diodo de silício ($V_D = 0,7$ V) a saída sobre Rc nunca irá além de 2 V. Mesmo que a tensão do gerador aumente acima de 2 V, os diodos ceifam,

mantendo a tensão na saída constante. Neste tipo de circuito, D1 ceifa ou limita os picos negativos e D2 ceifa os picos positivos, como na figura 43.

Esse limitador é pouco usado na prática, pois usa duas fontes de tensão cc, as quais devem ser bem estabilizadas e com baixa ondulação. Na figura 41, temos a aplicação prática do limitador, que ilustra bem o que foi descrito. Na entrada é aplicado um sinal modulado em FM, mas apresentando variação em amplitude; na saída do limitador (fig. 41c) temos o mesmo sinal modulado em FM, mas sem variação de amplitude. Para maior eficiência, o equipamento do MO-700 usa dois conjuntos de limitadores — circuitos (2) e (4) da figura 40 — sendo que cada um deles é formado por dois limitadores, um em série e um em paralelo. Com isso, conseguimos eliminar totalmente qualquer variação em amplitude do sinal de FI presente na entrada do demodulador.

Circuito do demodulador — O demodulador usado no MO-700 é formado por três circuitos sintonizados, sendo:

- um filtro passa-faixa, sintonizado na

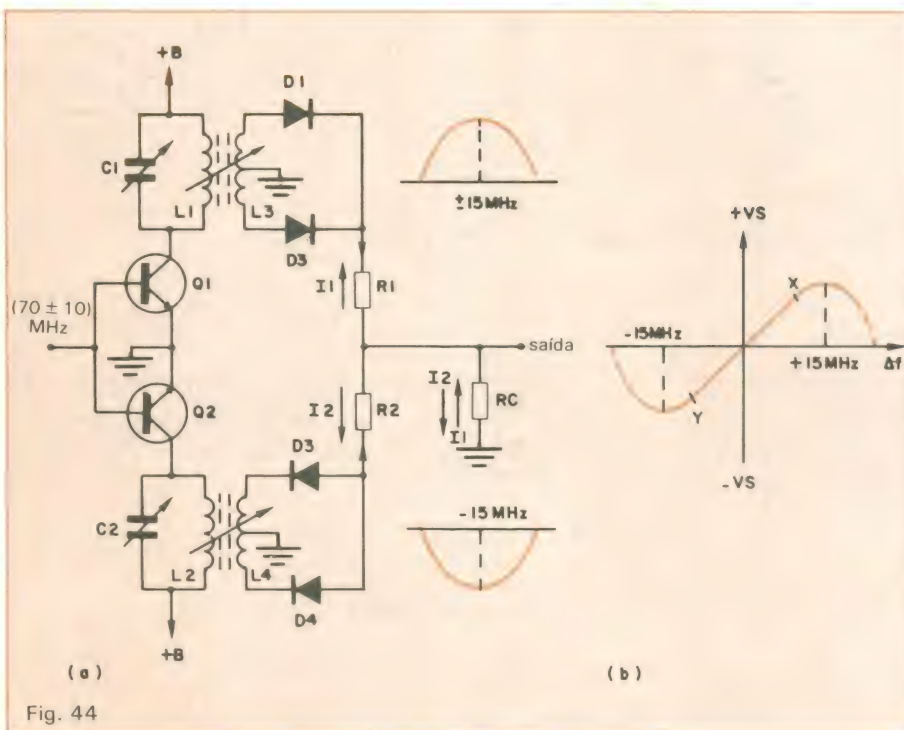


Fig. 44

Diagrama simplificado do demodulador (a) e curva S (b).

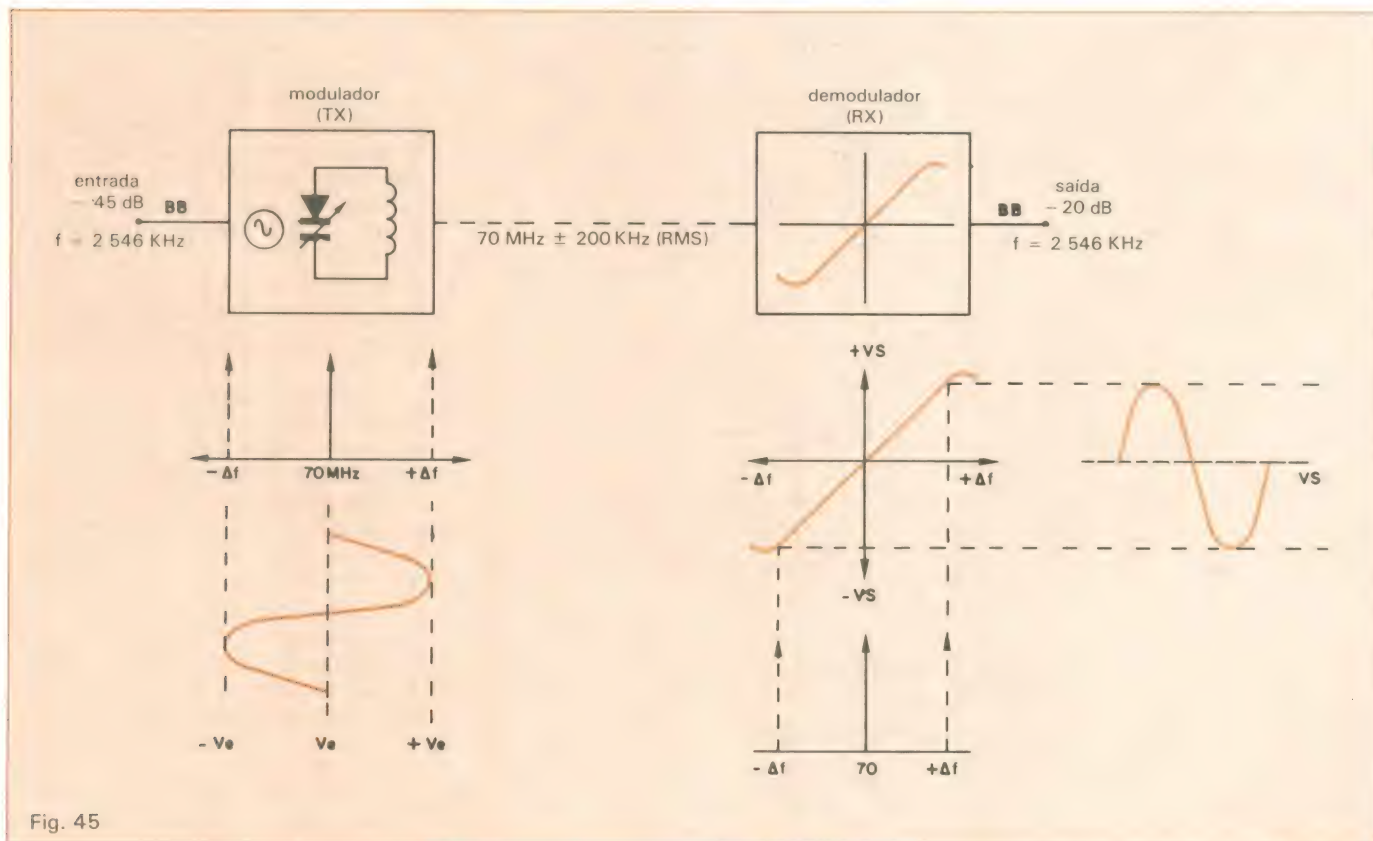


Fig. 45

Função do modulador e do demodulador no circuito.

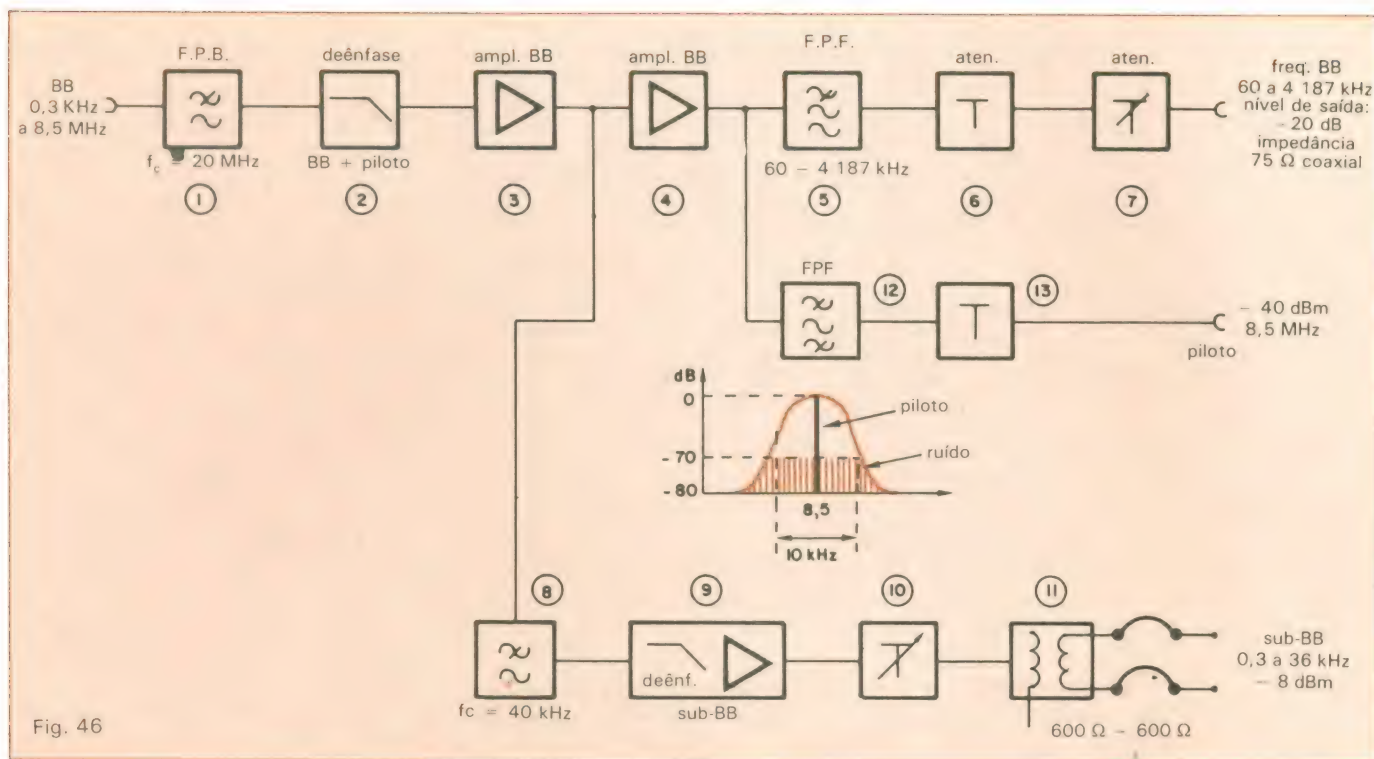


Fig. 46 Diagrama em blocos da saída do demodulador de 960 canais.

freqüência central de 70 MHz (FPF - 5), com banda passante plana de ± 10 MHz em torno de 70 MHz;

- um circuito, constituído por L1/C1, sintonizado 15 MHz acima da freqüência central, ou seja, em 85 MHz (circuito 7A da fig. 40);
- um circuito constituído por L2/C2, sintonizado 15 MHz abaixo da freqüência central, ou seja, em 55 MHz (circuito 7B da fig. 40).

Como se nota, dois circuitos estão sintonizados em freqüências além do desvio máximo da portadora. Quando não há modulação, não há desvio da portadora e, em consequência, as tensões que aparecem sobre cada resistência são iguais e opostas, cancelando-se mutuamente de maneira que a saída sobre R_c é nula. À medida que a freqüência da portadora sofre um desvio na direção da freqüência de ressonância de um dos enrolamentos, desenvolve-se uma tensão sobre o respectivo circuito ressonante, que é induzida no enrolamento secundário.

O sinal induzido em L3 (fig. 44) é retificado por D1-D2, que formam um circuito retificador de onda completa. Quando o desvio é para um valor maior ($+\Delta f$), aparece uma tensão cc variável sobre R1 que cresce com o aumento do desvio positivo da portadora. Por sua vez, quando o desvio da portadora é para menos, o sinal induzido em L4 é retificado por D3 - D4, fazendo aparecer sobre R2 uma tensão cc variável proporcional ao desvio negativo ($-\Delta f$) da portadora.

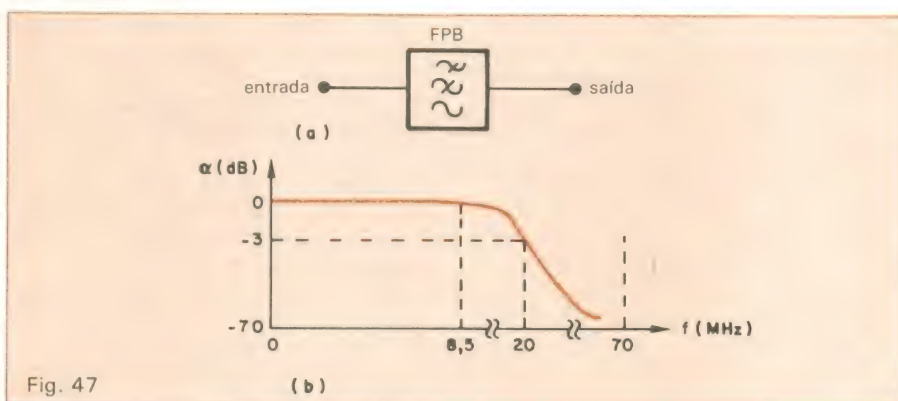


Fig. 47 Filtro passa-baixas e sua curva de atenuação.

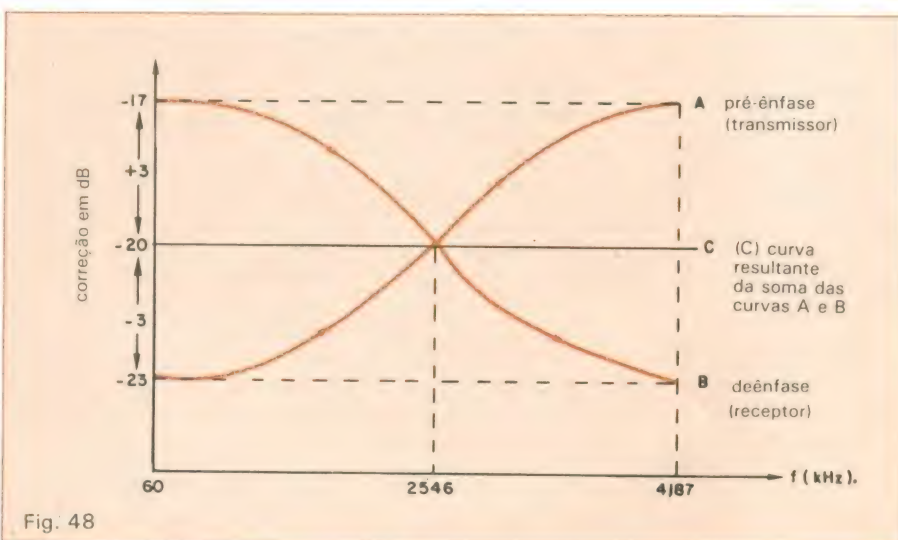


Fig. 48 Curvas de correção da pré-ênfase e da deênfase e sua resultante.

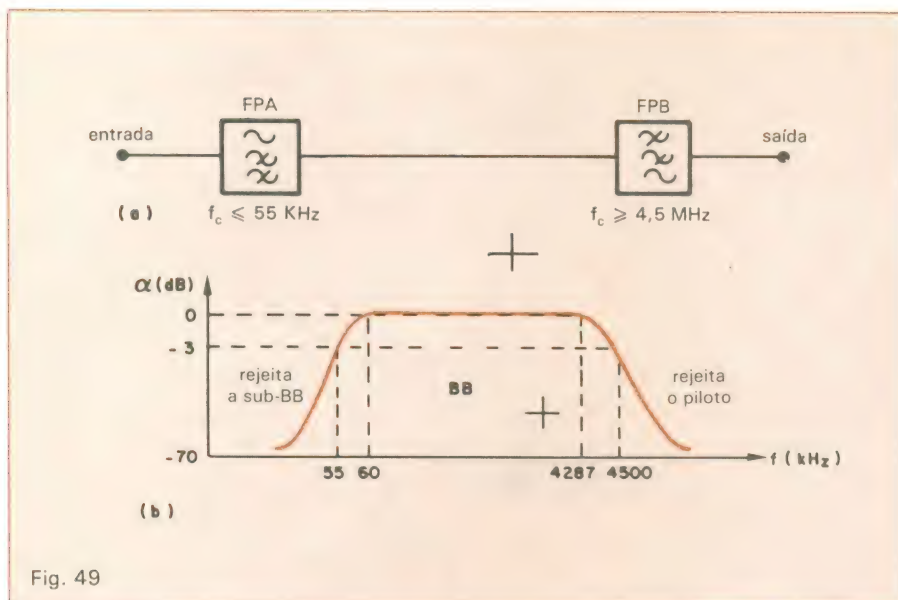


Fig. 49 Filtro passa-faixa e respectiva banda passante.

Os resistores R1 e R2, ligados na saída, como vemos na figura 44, funcionam com um somador de tensão. As tensões desenvolvidas sobre R1 e R2 têm polaridades opostas; isso ocorre devido à posição dos pares de diodos retificadores. A soma das duas tensões cc variáveis resulta em uma onda senoidal completa, formando a curva S do discriminador ou demodulador de FM. O semiciclo positivo da curva S é a tensão que aparece sobre R1 e o semiciclo negativo é a tensão sobre R2, ilustradas na figura 44b. A curva S deve ter característica linear numa região suficientemente grande (X-Y da figura 44b), de maneira a demodular o sinal de FI sem provocar distorção no sinal da BB na saída.

Como vimos, no modulador do transmissor (figs. 9 e 10), quando aplicávamos na entrada um tom de 2546 kHz, com um nível de -45 dBr, era provocado um desvio na frequência de 70 MHz de ± 200 kHz (RMS). Na configuração da figura 45, as funções do modulador e do demodulador são inversas: no modulador, a partir da variação da amplitude do sinal da BB, é provocado um desvio (Δf) na frequência de 70 MHz; no demodulador, a partir do desvio, temos como resultado o sinal da BB. Assim, conseguimos recuperar o sinal da BB injetado na entrada do modulador do transmissor.

Amplificador BB (8) — O sinal da BB presente na saída do circuito demodulador, sobre R_C da figura 44, é aplicado ao amplificador (8), com resposta plana, onde é amplificado. Na saída do demodulador temos uma faixa de frequência de 0,3 kHz a 8,5 MHz, incluindo a sub-BB, BB e piloto. O sinal na saída do demodulador apresenta uma in-

clinação de nível x frequência de acordo com a curva do CCITT-275, que foi mostrada na figura 7. O sinal da BB pode ser ajustado, através do potenciômetro P2 (NÍVEL), fixo no painel frontal do demodulador, para um nível de -20 dBr medido na saída da unidade saída do demodulador.

Saída do demodulador de 960 canais

O sinal da BB, após ter sido demodulado, é aplicado à entrada da unidade de saída do demodulador, que tem as seguintes funções:

- separar, através de filtros, as frequências da sub-BB, BB e piloto;
- corrigir a curva do sinal da BB, de maneira a deixá-la plana como na figura 48c;
- ajustar os níveis dos sinais nas respectivas saídas para um nível desejado.

Como vemos, a saída do demodulador, vista no diagrama em blocos da figura 46, tem idênticas funções, porém, invertidas, da unidade de entrada do demodulador, que vimos no diagrama em bloco da figura 3. O sinal composto da BB ocupa um espectro de 300 Hz a 8,5 MHz, dividido em: sub-BB de 0,3 a 36 kHz; BB, de 60 a 4187 kHz; e piloto, com frequência de 8,5 MHz.

A unidade de saída do demodulador é dividida em diversas subunidades, indicadas no diagrama em bloco da figura 46, cada subunidade exerce uma função específica, como veremos a seguir.

FBF (1) — Esse filtro tem a função de rejeitar o residual da frequência de 70 MHz, bem como os sinais espúrios presentes na saída do demodulador. O

filtro apresenta uma frequência de corte (ponto de -3 dB) em 20 MHz, com uma banda passante plana na faixa de 0 a 8,5 MHz; deixa passar todas as frequências que estão compreendidas dentro desse espectro, sem atenuá-las, tal como se vê na figura 47. Os sinais posicionados acima de 40 MHz, inclusive o residual da frequência de 70 MHz, são atenuados em 70 dB ou mais, evitando que apareçam na saída, junto com o sinal da BB. Na figura 47 temos o filtro com a sua frequência de corte, $f_c = 20$ MHz.

Deênfase BB + piloto — Como vimos, na primeira parte deste artigo, o sinal da BB aplicado na entrada do transmissor tem uma resposta plana em toda a faixa de frequência. Para melhorar a relação sinal/ruído, durante a transmissão, foi ligada em série com o sinal uma malha (pré-ênfase, fig. 7), com objetivo de reforçar as frequências que estão posicionadas no extremo superior da BB.

Para que o sinal da BB na saída do receptor tenha uma resposta plana novamente, deve-se aplicar uma curva de correção com característica igual e contrária à da pré-ênfase, de maneira a ter-se uma atenuação nas altas frequências na mesma proporção que houve reforço na transmissão. Na curva A da figura 48, o sinal sofreu um reforço de +3 dB nas altas frequências em relação à frequência de zero pré-ênfase (4546 kHz). Devido à malha da pré-ênfase, na curva B temos uma atenuação de -3 dB em relação ao nível de referência de -20 dBr, devido à ação da pré-ênfase. Na curva C temos uma resposta plana resultante da soma das curvas A e B. Dessa maneira, o sinal na saída do receptor apresenta uma resposta plana, como foi introduzido na entrada do transmissor. O sinal da BB, já corrigido, é aplicado aos amplificadores de banda larga (3) e (4), onde é elevado para um valor desejado na saída.

FPF (5) — O sinal da BB composto é aplicado ao filtro passa-faixa, onde é separado dos demais. O filtro relaciona só a faixa de 60 a 4187 kHz, onde está contida a BB, rejeitando os demais sinais como mostra a figura 49. O filtro (5), visto na figura 46, é na realidade formado por dois filtros. Um passa-altas, com frequência de corte em ≈ 55 kHz, faixa plana de 60 kHz a ≈ 60 MHz, que rejeita o sinal da sub-BB abaixo de 36 kHz. O outro filtro, ligado em série com o primeiro, é do tipo passa-baixas, com frequência de corte em $\approx 4,5$ MHz, banda passante plana de 0 a 4187 kHz, que rejeita o sinal do piloto acima de 4,5 MHz, como vemos na figura 49b. A banda passan-

te plana, resultante dos dois filtros ligados em série, equivale à de um filtro passa-faixa com banda passante plana de 60 kHz a 4187 kHz.

Atenuadores (6) e (7) — O sinal da BB pode ser variado na saída de $\pm 4,5$ dB em relação ao nível nominal de -20 dBr. O atenuador (6) proporciona um grau de atenuação de ± 3 dB, em passos de $0,5$ dB, e o atenuador (7) atenua o nível de $\pm 1,5$ dB, em passos de 1 a $0,5$ dB. A variação realizada por ambos os atenuadores é conseguida comutando-se os pontos soldáveis internamente. A variação do nível na saída tem por objetivo compensar as perdas ocorridas no cabo coaxial que interliga o rádio ao equipamento multiplex. Na saída do equipamento de rádio temos um nível nominal de -20 dBr sobre uma impedância de 75Ω , medido em qualquer frequência, dentro da BB.

Sub-BB — O sinal da sub-BB é aplicado ao filtro passa-baixas (8), com frequência de corte em 40 kHz, onde a sub-BB é separada dos demais sinais. O FPB apresenta uma resposta plana de $0,3$ a 36 kHz, atenuando as frequências da BB e do piloto em 60 dB ou mais e impedindo que estas apareçam na saída juntamente com a sub-BB.

Deênfase (9) — A malha da deênfase tem a função de reduzir a amplitude da frequência que está posicionada no extremo superior da sub-BB de maneira a termos na saída uma resposta plana em toda a faixa de $0,3$ a 36 kHz.

Atenuador 10 — O nível do sinal da sub-BB pode ser variado na saída de $\pm 4,5$ dB em torno do valor nominal de -8 dBm; isto é feito através do atenuador (10), em passos de 1 dB.

FPF (12) — O filtro está sintonizado em $8,5$ MHz, selecionando só a frequência do piloto e o ruído que aparece afastado de ± 10 kHz em torno de $8,5$ MHz. O ruído afastado de ± 20 kHz, assim como os sinais da sub-BB e BB são totalmente atenuados, não aparecendo na saída. Como vimos, o piloto foi injetado do lado do transmissor juntamente com o sinal da BB, seguindo-o ao longo da rota; no final desta, o sinal do piloto e uma amostra do ruído são separados e comparados. Dependendo da relação sinal/ruído, o sistema comuta do principal para o reserva ou é totalmente silenciado.

O ruído é introduzido ao longo da rota: parte dele, gerado dentro das unidades que compõem o sistema, é classificado como "ruído térmico fixo"; e outra parte, gerada no meio em que o

ruído se propaga, é classificada como "ruído térmico variável". Da saída do receptor, o ruído e o piloto são levados à unidade Receptor de Piloto*, onde ambos são separados e transformados em nível cc variável. A variação cc é proporcional àquela sofrida pelo ruído ao longo da rota.

* Essa unidade não faz parte deste artigo.

Bibliografia

— Manual de Operação do MO-700/II, desenvolvido pela S/A Philips do Brasil — Div. Inbelsa.

— Modulação, Transmissão e Propagação das Ondas de Rádio, 2ª edição, do autor.

— Roteiro de aulas práticas — Centro de Treinamento da Telesp.

Colaboradores consultados:

Eng. Paolo Chiarottino — Telesp

Téc. José Cândido Leite — Telesp

Téc. Jair Alvarenga Barreto — Telesp

Agradecimento — O autor agradece à Sul América — Philips Telecomunicações, pela permissão dada à transcrição do Manual de Operação do MO-700/II, na pessoa do seu gerente comercial, eng. Kazimierz Josef Malachowski.

CINEL

COMERCIAL ELETRÔNICA LTDA.

SEMICONDUCTORES

COMPONENTES ELETRONICOS EM GERAL

SCHRACK • CONSTANTA • TEXAS • SEMIKRON • FAIRCHILD
ICOTRON • AMP • CELIS • BEGLI • WHINNER • BOURNS
PHILCO • PHILIPS • SHARP • SANYO • IBRAPE
KINETRON • RCA



DISTRIBUIDOR: PHILCO - PHILIPS - TAKEBO

CONSULTE-NOS: PABX: **223-4411**

RUA SANTA IFIGENIA, 370/372
CEP 01207 - SÃO PAULO - SP

TVT

OS-10

Osciloscópio para faixa
de frequências de C.C. a 10MHz



O OS-10 é um osciloscópio de traço único, com tela de 6×7 cm, projetado especialmente para o serviço de campo e amadores. Sua sensibilidade se eleva a 2 mV/cm pelo uso de controle variável. Sinais muito pequenos, a partir de 3 mm de altura na tela, sincronizam a imagem facilmente até 30 MHz. Um filtro de TV permite a apresentação de sinais de vídeo na sua frequência de quadro. Um circuito para teste de componentes foi incorporado ao OS-10, com o objetivo de possibilitar a verificação de semicondutores e de outros componentes. A boa luminosidade e foco do tubo, com graticulado interno, permitem a análise da imagem sem paralaxe - fato importante para serviços de manutenção e monitoração. A construção compacta e robusta, o baixo peso e o desempenho seguro fazem do OS-10 um item indispensável para oficina e campo.

WGB

ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.

Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

Vimos nos n.ºs 97 e 98, o modelamento dos motores trifásicos assíncronos. Vamos agora estudar os motores de corrente contínua, que, da mesma forma que os motores CA, têm grande aplicação industrial. Os motores CC, porém, apresentam como fator negativo seu alto custo, comparativamente aos motores trifásicos. Por outro lado, a extrema facilidade de controle de suas características de trabalho faz com que o seu uso seja muito difundido na indústria. De fato, nos motores de corrente contínua podemos controlar, de maneira simples, a velocidade, o conjugado ou torque e até utilizar o

Modelamento de motores por computador

Recordando primeiro alguns conceitos básicos, a série prossegue com programas específicos para motores de corrente contínua

motor como regulador de velocidade — já que pode funcionar como elemento motriz ou gerador; ou seja, como motor ou como freio.

Detalhes construtivos — O motor CC é constituído de três elementos importantes: indutor ou campo; induzido ou armadura; coletor ou comutador. O indutor é composto por núcleos polares, sobre os quais são colocadas bobinas, formando um enrolamento; este, por sua vez, quando é percorrido por corrente contínua, produz alternadamente os pólos norte e sul.

O induzido é constituído por um núcleo magnético cilíndrico. Este cilindro é composto por discos com ranhuras na sua periferia, de modo a formar canais, onde são alojados os condutores que constituem o enrolamento do induzido.

O coletor é constituído de lâminas de cobre duro, isoladas entre si e justapostas, de modo a formar um cilindro. As escovas são apoiadas com a pressão adequada sobre o coletor, para se obter a comutação.

Princípios de operação — Na figura 1, quando alimentamos a espira com uma tensão $e(t)$, aparece uma corrente $i(t)$; como essa espira está imersa em um campo magnético constante B , vai surgir uma força tangencial, que tende a fazer girar a espira. Quando a espira assume uma posição onde não existe mais essa força tangencial, o comutador troca o sentido da corrente na espira e, assim, faz com que o movimento continue. Aumentando-se o número de espiras, o movimento fica mais uniforme e a armadura exibe velocidade constante. A movimentação da armadura no campo magnético constante cria uma tensão eletromotriz induzida, contrária à tensão de alimentação do motor e proporcional ao fluxo magnético e à velocidade de giro da armadura, ou seja:

$$V_{am} = I_{am} \cdot R_a + K \cdot \Phi \cdot \omega$$

onde V_{am} é a tensão de armadura; I_{am} , a corrente de armadura; R_a , a resistência de armadura; K , uma constante que depende de elementos construtivos; Φ , o fluxo indutor e ω , a velocidade angular da armadura. O fluxo magnético, por sua vez, depende diretamente da corrente de excitação. Assim, temos:

$$\Phi = f(I_{exc}).$$

Classificação dos motores CC — Existem múltiplos métodos para classificar os geradores e motores de corrente contínua; vamos considerar, em nosso caso, somente o tipo de excitação. Desse modo, os motores podem ser classificados em:

- I — motores independentemente ou duplamente excitados.
- II — Motores auto-excitados, divididos em *shunt*, *série* e *compound*.

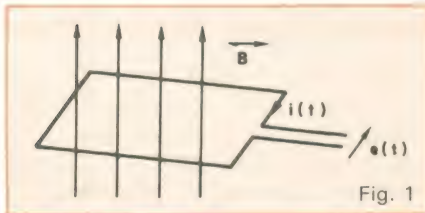
O modelamento para os três tipos de motor é o mesmo, mas as características apresentadas no funcionamento são diferentes.

O motor independentemente excitado quase que só é admitido para o estabelecimento de curvas características, pois necessita de uma fonte de excitação — o que não é vantajoso, já que o motor *shunt* apresenta quase que as mesmas características de funcionamento. Dentre as aplicações do motor independentemente excitado, temos elevadores, indústria de plástico e papel e frenagem elétrica.

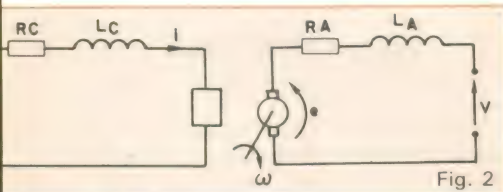
O motor *shunt* apresenta o campo ligado em paralelo à armadura, através de um resistor que limita a corrente de campo. Esse tipo de motor é interessante em casos onde há necessidade

de velocidade constante ou regulável, tal como no acionamento de máquinas (fresas, tornos) ou em freios elétricos.

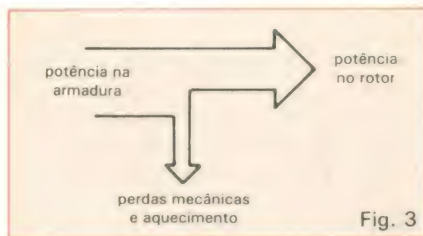
O motor série apresenta o campo em série à armadura, também através de um resistor para limitação da corrente de campo. Neste caso, as características são bem distintas daquelas apresentadas pelo motor *shunt*, que torna o motor série mais adequado a serviços onde existe uma grande variação de carga. Assim, suas aplicações mais freqüentes são os elevadores de carga, laminadores, serviços de tração, trole-



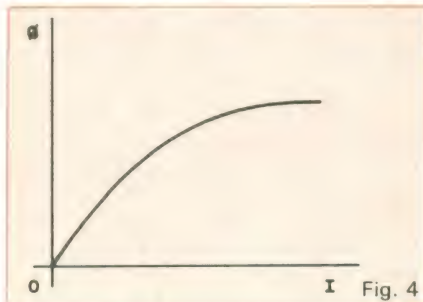
Princípio de operação de um motor CC.



Modelo equivalente de um motor de corrente contínua.



Mapa de potências dos motores CC.



Curva do fluxo magnético em função da corrente de excitação.

bus, trens e qualquer caso que necessite de rápidas acelerações e grande conjugado de partida.

O motor *compound* costuma apresentar características intermediárias aos dois tipos anteriores pois o campo é acoplado à armadura através de uma ligação série-paralelo. Sua aplicação é conveniente em casos onde se tem variações de velocidade e exige-se conjugados de partida relativamente altos. Desta forma a maior aplicação do *compound* se dá em máquinas que trabalham em regime intermitente ou acoplado a volantes.

Modelamento matemático — O modelamento de motores CC é por demais importante, pois como essas máquinas são normalmente utilizadas tendo em vista suas características de controle de velocidade ou conjugado, o estudo do modelo pode contribuir para dimensionar o comando do motor.

Já verificamos que o motor CC pode aparecer com ligações entre campo e armadura de forma diferente; logo, para o modelamento inicial vamos estudar o motor independentemente excitado e verificar, depois, como adaptar os outros estudos a este. O modelo elétrico do motor CC é apresentado na figura 2.

A tensão E alimenta o campo, que apresenta uma resistência R_c e uma indutância L_c . A tensão no campo pode ser representada da seguinte forma:

$$E = I_c \cdot R_c + L_c \cdot \frac{dI_c}{dt}$$

onde I_c é a corrente de campo e $\frac{dI_c}{dt}$, a derivada dessa corrente.

A corrente de campo cria um fluxo magnético na armadura, como já foi descrito anteriormente, mas o fluxo não é função linear da corrente de campo e não pode ser descrito por uma função simples; logo, de início, vamos considerar o fluxo como função da corrente de excitação:

$$\phi = f(I_c)$$

Passemos agora para o lado da armadura, onde vamos encontrar a tensão V alimentando o conjunto em que aparecem a resistência de armadura R_a e a indutância L_a . A tensão contra-eletromotriz (e) surge devido à criação, pelo campo, de um fluxo magnético sobre a armadura, que ao girar faz surgir uma tensão eletromotriz dada pela fórmula:

$$e = K \cdot \phi \cdot \omega$$

Desse modo, a equação de malha para a armadura será:

$$V = R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} + e$$

onde I_a é a corrente de armadura e $\frac{dI_a}{dt}$, a derivada da corrente.

Através dessas equações, podemos estudar qualquer motor CC e conhecer todas as suas características de trabalho. Por exemplo, no caso de queremos calcular o conjugado fornecido pelo motor ou a potência consumida, basta calcular tensão e corrente na armadura.

Potências envolvidas — A figura 3 mostra o fluxo de energia em um motor CC. A potência entregue à armadura pode ser escrita da seguinte forma: $P_{cons} = V_a \cdot I_a$ onde P_{cons} é a potência consumida e V_a, I_a são a tensão e a corrente na armadura.

A perda no cobre da armadura é dada por:

$P_{c arm} = R_a \cdot I_a^2$ e a potência entregue ao rotor, desconsiderando as perdas mecânicas pode ser escrita assim:

$$P'_{mec} = e \cdot I_a$$

O conjugado pode ser descrito da seguinte forma:

$$C = \frac{P_{mec}}{\omega}$$

onde C é o conjugado e P_{mec} , a potência mecânica entregue ao rotor, considerando as perdas no ferro e as por atrito e ventilação.

No total vamos ter:

$P_{mec} = P'_{mec} - P_{fe} - P_{a+v}$ onde P_{fe} são as perdas no ferro e P_{a+v} , as perdas por atrito e ventilação.

Modelamento do campo — Até aqui, consideramos o fluxo magnético como função da corrente de campo, mas não desenvolvemos nenhuma expressão matemática que explique a correspondência entre essas variáveis. Na figura 4 apresentamos, agora, o espectro da função que estamos estudando. O estudo teórico para tal função é por demais complexo e trabalhoso e complicaria demais o estudo do nosso modelo. Vamos aproximar uma função mais simples e assim realizar o nosso estudo com base na mesma:

$$\phi = \frac{aI}{b + cI}$$

onde ϕ é o fluxo magnético; I a corrente de excitação e a, b e c, constantes que definem a curva da figura 4. ●

(conclui no próximo número)

ALUGUE SEU MICRO

AGORA A LOCASET TEM O SISTEMA LOCASET MICRO QUE É O PRIMEIRO A OFERECER MUITAS VANTAGENS ALÉM DAS QUE UM MICRO COMPUTADOR JÁ OFERECE. PRIMEIRO PORQUE VOCÊ NÃO COMPRO O MICRO E FICA TENTANDO DESCOBRIR COMO É QUE SE USA. NA LOCASET VOCÊ EXPERIMENTA, USA E AINDA PODE TROCAR POR OUTRO. CONSULTE-NOS E CONSTATE AS VANTAGENS EM ALUGAR UM MICRO COMPUTADOR. VOCÊ AINDA PODERÁ LOCAR O SEU TV A CORES, VIDEO CASSETE E TELA. ASSISTÊNCIA TÉCNICA PERMANENTE GRATUITA

LOCASET
Av. Cidade Jardim, 691
TEL.: (011) 815-8622

CURSOS DINÂMICOS

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

Apresenta em detalhes ferramentas, técnicas, práticas e teorias envolvidas na manutenção de microcomputadores. Ideal para interessados em assistência técnica a micros.

Cr\$ 18.100 mais despesas postais

ELETRÔNICA BÁSICA — TEORIA/PRÁTICA

Aliando teoria à prática em projetos simples e fáceis de executar.

Cr\$ 10.400 mais despesas postais

RÁDIO — TÉCNICAS DE CONCERTOS

Com capítulos dedicado aos FMs, Alta Fidelidade, Stéreo, etc.

Cr\$ 10.400 mais despesas postais

TV A CORES — CONCERTOS

Com todos os problemas que ocorre na TV e as respectivas peças que provocam tais problemas.

Cr\$ 8.200 mais despesas postais

TV BRANCO E PRETO — CONCERTOS

Você sabendo o defeito, imediatamente saberá quais as peças que devem ser trocadas.

Cr\$ 8.200 mais despesas postais

SILK-SCREEN

Para você produzir circuitos impressos, adesivos, camisetas, chaveiros e muito mais com muitas ilustrações.

Cr\$ 6.800 mais despesas postais

FOTOGRAFIA

Aprenda fotografar e revelar por apenas:

Cr\$ 4.800 mais despesas postais — ou gratuitamente se o seu pedido dos cursos for acima de Cr\$ 26.000.

PETIT EDITORA LTDA.

CAIXA POSTAL 8414 — SP — 01000
Av. Brig. Luiz Antonio, 383 — São Paulo

QTC Minuano

Nossos cumprimentos ao PY3ET — Dante Vanderlei Efron — pelo brilhante trabalho desenvolvido em favor do radioamadorismo, exercendo o cargo de editor do QTC Minuano, órgão de divulgação da Labre/RS. A coragem e as posições firmes marcaram a sua passagem por aquele importante órgão de informação do radioamadorismo.

Grupo São Paulo de VHF

Apresentamos a seguir os principais colocados no 1º Concurso da Primavera, promovido pelo Grupo São Paulo de VHF. *Classificação nacional:* campeão — PY2RRT/PY2: Roberto — Campos do Jordão/SP; *Operador Múltiplo:* PY2RRT/PY2 — Roberto — Campos do Jordão/SP; *Operador Único:* campeão — PY2QY/PY2 — Ibero — Pindamonhangaba/SP.

Para podermos avaliar o nível da competição, o campeão nacional do I Concurso da Primavera teve que contar 23 municípios, totalizando 778 pontos. Integraram a equipe campeã outros três radioamadores, além de Roberto: PY2LDV/Marcos, PY2ITQ/Luiz e PY2SSQ/Moacir.

II Concurso de Verão — GSPVHF

Foi realizado nos dias 30 e 31 de março. Publicaremos os resultados assim que recebermos as informações do GSPVHF. Os radioamadores que quiserem mais detalhes sobre este grupo, poderão solicitá-los, através da Caixa Postal 18378 — CEP 04699 — São Paulo/SP.

Cartões QSL

Como acontece todos os anos, nossos patrocinadores nos oferecem inúmeros cartões QSL, que podem ser solicitados no seguinte endereço: rua Cristovão Colombo, 185 — apt. 101 — bairro Guanabara — CEP 13100 — Campinas/SP — A/C de Adolfo. Os cartões serão enviados gratuitamente.

Excursões 1984 — Dia do VHF

Realizadas tradicionalmente no último fim de semana do mês de junho, estas excursões têm se caracterizado pela independência. E, de uns tempos para cá, elas se transformaram — quase espontaneamente — na maior festa brasileira de DX em dois metros. Em 85, o Dia do VHF será comemorado nos dias 29 e 30 de junho.

Desenvolvendo-se de maneira livre, sem compromissos ou obrigações, a não ser o cumprimento da legislação vigente e das normas internacionais de boa conduta, estas excursões só enobrecem o DX. Aqueles que se interessarem em divulgar os resultados, basta enviá-los para o responsável por esta coluna.

160 metros

Está sendo “redescoberta” no Brasil a faixa dos 160 metros. É uma boa oportunidade para quem nunca operou nesta faixa “fazer” o seu DX. A modalidade principal é CW, mas podemos escutar diversas estações em fonia.

QSP

O rei do RTTY no Brasil, Homero de Paula Lima Júnior, mudou de endereço. Os interessados em RTTY — Homero é uma importante fonte de informação desta modalidade — poderão encontrá-lo no seguinte endereço: Caixa Postal 239 — CEP 16400 — Lins/SP.

Beacon 144:050 MHz

O Beacon da cidade de Valinhos/SP está novamente em operação, após um período de inatividade, em decorrência de reparos e troca de documentação PU2OTM. Coordenadas de operação: com linear Mac VS 100, uma fonte P20 e uma antena 3 x 5/8 de onda da Mantel. Os QSL SWL poderão ser enviados por intermédio da Labre/SP.

Labre Central

Escrevemos ao novo presidente nos colocando à sua disposição e solicitando o programa de atuação da nova diretoria. Mas não obtivemos nenhuma resposta até o momento. Será que o exemplo da Nova República ainda não chegou por lá? Será que a Labre Central não tem um programa para tirar o radioamadorismo brasileiro dos mais de 20 anos de atraso em que se encontra?

Dentel — SP

Não é só a secretaria de Segurança Pública que se utiliza do radioamadorismo. Temos em nosso poder fotos de um motel de Campinas/SP, que está completando 4 anos de atuação clandestina na faixa de 2 metros. Será que com o advento da Nova República alguém se importará com a situação precária do radioamadorismo brasileiro?

Programa de CW para micros

Os interessados em radioamadorismo que aplicarem este programa terão acesso a um curso completo de telegrafia

Apresentamos, há algumas edições, um curso completo para CW sob o título *Curso Tony de Telegrafia (PY2FWT)*. Estamos apresentando agora esta nova versão, dedicada especialmente aos iniciantes no radioamadorismo, em forma de programa para micros da linha Sinclair, como o CP 200, CP 200S, TK 83, TK 85 etc.

Com este programa você terá as seguintes possibilidades:

- Um curso completo de telegrafia, contendo todos os caracteres do alfabeto Morse (inclusive os sinais: ÆO, Å, Ç e Ê, geralmente não empregados na linguagem dos computadores), exercício de letras e de palavras. Permite repetir várias vezes os sinais (é um professor bem paciente...).
- Usar o micro como manipulador eletrônico, através da interface, cujo esquema publicaremos no próximo número de NE.
- Gravar suas mensagens e fazer seus QSOs via rádio, automaticamente.
- Analisar outros programas da série, tais como: *Textos para Exame Classe B*, *Textos para Exame Classe A*.

Esquema do Programa

Linha 1 — REM com 30 caracteres (espaço reservado para linguagem de máquina).

Linhas 5, 6 — espaço entre palavras.

Linhas 12 a 63 — desviam o programa para a linha (rotina) que chama o "ponto e o traço".

Linhas 99 a 1710 — chamam as sub-rotinas que geram o ponto e o traço.

Linha 80 — chama o ponto.

Linha 90 — chama o traço.

Linhas 2080 a 2130 — definem o ta-

manho do ponto em relação ao traço, podendo ser alteradas para uma nova "caligrafia", se isso for necessário. Mas, a medida ideal corresponde ao que está neste programa, ou seja, o traço é três vezes maior que o ponto (uma caligrafia redondinha).

Linhas 2500 a 3100 — sub-rotinas, que desviam o programa para: "AGUARDE NOVOS PROGRAMAS DA SÉRIE".

Variáveis

P = tamanho do ponto

T = tamanho do traço

E = espaço entre o ponto e o traço

ES = espaço entre letras

O = espaço entre palavras

Após tomar contato com esta breve descrição do funcionamento do programa, veja a listagem completa do mesmo no Quadro 1.

Tendo digitado o programa até aqui, assegure-se de tê-lo gravado, pois um erro na digitação da segunda etapa poderá pôr tudo a perder. E, depois de ter feito isso, inicie a digitação de sua segunda fase, na qual uma parte será posta em linguagem de máquina.

Prosseguindo — Digite as linha 9000 a 9006, e rode o programa com GOTO 9000. À esquerda da tela, aparecerá o ENDEREÇO; comece a colocar os números, acionando o ENTER para cada numeral digitado. Uma vez tendo colocado todos os números, deverá aparecer na tela: 0 — 9006. Faça o teste para verificar se está tudo correto, colocando RAND USR 16514 e ENTER. Se o programa continuar listando, parta para a 3ª parte; se ele cair, regrave e digite novamente. Todo este procedimento está apresentado no Quadro 2.

Agora, apague as linhas 9000 a 9006 e, em seguida, digite o programa abaixo. Após ter digitado as linhas 9100 a 9160, rode o programa com GOTO 9100 e entre com a série de letras e os diversos sinais correspondentes aos números. Siga estas instruções:

9100 DIM F\$ (100,6)
9110 FOR N = 1 TO 100
9120 SCROLL
9130 PRINT N,
9140 INPUT F\$ (N)
9150 PRINT F\$ (N)
9160 NEXT N

Nunca rode o programa usando RUN, pois, desta forma, perderíamos todas as matrizes e variáveis. Rode o programa, usando GOTO. Use ENTER para cada linha, de 1 a 100 (veja o Quadro 3).

Agora, apague as linhas de 9100 até 9160 e digite a última etapa do programa.

Da mesma forma que no caso anterior, digite o programa abaixo e rode com GOTO 9200.

9200 — DIM N\$ (30,7)
9210 — FOR N = 1 TO 30
9220 — SCROLL
9230 — PRINT N,
9240 — INPUT N\$ (N)
9250 — PRINT N\$ (N)
9260 — NEXT N

Em seguida coloque as palavras selecionadas, conforme a sequência de 1 a 30, contida no Quadro 4.

Agora, apague as linhas 9200 a 9260 e grave o programa com GOTO 2000.

Se você fez tudo certo até aqui, já terá o programa prontinho para ser usado, mas não se esqueça que isto só será possível através da montagem da interface, cujo diagrama esquemático é mostrado na figura 1. Trata-se de uma montagem relativamente simples, com poucos componentes.

Obs.: esta interface serve apenas para a transmissão e não para a recepção dos sinais Morse.

Nota: o circuito da interface foi baseado em um esquema para Vox Control, publicado pelo Hand Book da ARRL, edição de 1982.

Atenção: se você quiser adquirir a fita cassete deste programa, estou QRV, através da CX postal 15098 — Cep: 01599 — SP, ou pelo fone: (011) 273-9572.

Listagem completa do programa

Quadro 1

1	— REM 30 CARACTERES (ESPAÇO RESERVADO P/ 30 CARACTERES).	45	— GOTO 330	150	— GOTO L	530	— GOSUB 90	930	— GOSUB 90	1330	— GOSUB 8
5	— FOR N = 0 TO 0	46	— GOTO 350	160	— GOSUB 90	540	— GOSUB 90	940	— GOSUB 90	1340	— GOSUB 9
6	— NEXT N	47	— GOTO 510	170	— GOSUB 80	550	— GOTO L	950	— GOSUB 90	1350	— GOSUB 8
7	— GOTO L	48	— GOTO 280	180	— GOSUB 90	560	— GOSUB 90	960	— GOSUB 80	1360	— GOSUB 8
12	— GOTO 740	49	— GOTO 750	190	— GOSUB 90	570	— GOSUB 90	970	— GOTO L	1370	— GOTO L
13	— GOTO 1320	50	— GOTO 240	200	— GOSUB 80	580	— GOSUB 90	980	— GOSUB 80	1380	— GOSUB 8
14	— GOTO 615	51	— GOTO 130	210	— GOTO L	590	— GOSUB 80	990	— GOSUB 90	1390	— GOSUB 9
15	— GOTO 1240	52	— GOTO 460	220	— GOSUB 90	600	— GOSUB 90	1000	— GOSUB 90	1400	— GOSUB 8
16	— GOTO 1450	53	— GOTO 170	230	— GOSUB 80	610	— GOTO L	1110	— GOSUB 90	1410	— GOSUB 9
17	— GOTO 1450	54	— GOTO 270	240	— GOSUB 90	620	— GOSUB 90	1020	— GOSUB 90	1420	— GOSUB 8
18	— GOTO 100	55	— GOTO 120	250	— GOSUB 90	630	— GOSUB 90	1030	— GOTO L	1430	— GOSUB 9
19	— GOTO 1380	56	— GOTO 340	260	— GOTO L	640	— GOSUB 80	1040	— GOSUB 90	1440	— GOTO L
20	— GOTO 1580	57	— GOTO 250	270	— GOSUB 90	650	— GOSUB 80	1050	— GOSUB 80	1450	— GOSUB 8
21	— GOTO 1120	58	— GOTO 400	280	— GOSUB 90	660	— GOSUB 80	1060	— GOSUB 80	1460	— GOSUB 8
22	— GOTO 375	59	— GOTO 390	290	— GOSUB 80	670	— GOTO L	1070	— GOSUB 80	1470	— GOSUB 8
23	— GOTO 1390	60	— GOTO 230	300	— GOSUB 90	680	— GOSUB 90	1080	— GOSUB 80	1480	— GOSUB 9
24	— GOTO 680	61	— GOTO 810	310	— GOTO L	690	— GOSUB 80	1090	— GOTO L	1490	— GOSUB 8
25	— GOTO 99	62	— GOTO 220	320	— GOSUB 80	700	— GOSUB 80	1100	— GOSUB 80	1500	— GOTO L
26	— GOTO 1170	63	— GOTO 570	330	— GOSUB 80	710	— GOSUB 90	1120	— GOSUB 80	1520	— GOSUB 8
27	— GOTO 1100	80	— POKE 16522, P	340	— GOSUB 80	720	— GOSUB 80	1130	— GOSUB 90	1530	— GOSUB 9
28	— GOTO 440	81	— POKE 16528, P	350	— GOSUB 80	730	— GOTO L	1140	— GOSUB 80	1540	— GOSUB 8
29	— GOTO 980	82	— POKE 16515, 0	360	— GOSUB 80	740	— GOSUB 80	1150	— GOSUB 90	1550	— GOSUB 8
30	— GOTO 500	83	— RAND USR 16514	370	— GOTO L	750	— GOSUB 80	1160	— GOTO L	1560	— GOSUB 8
31	— GOTO 860	84	— FOR N = 0 TO E	375	— GOSUB 90	760	— GOSUB 80	1170	— GOSUB 90	1570	— GOTO L
32	— GOTO 380	85	— NEXT N	380	— GOSUB 80	770	— GOSUB 80	1180	— GOSUB 90	1580	— GOSUB 9
33	— GOTO 320	86	— RETURN	390	— GOSUB 80	780	— GOSUB 80	1190	— GOSUB 80	1590	— GOSUB 8
34	— GOTO 1040	90	— POKE 16522, T	400	— GOSUB 80	790	— GOSUB 80	1200	— GOSUB 80	1600	— GOSUB 8
35	— GOTO 620	91	— POKE 16528, T	410	— GOSUB 80	800	— GOTO L	1210	— GOSUB 90	1610	— GOSUB 8
36	— GOTO 560	92	— POKE 16515, 0	420	— GOSUB 90	810	— GOSUB 90	1220	— GOSUB 90	1620	— GOSUB 9
37	— GOTO 920	93	— RAND USR 16514	430	— GOTO L	820	— GOSUB 80	1230	— GOTO L	1630	— GOTO L
38	— GOTO 410	94	— FOR N = 0 TO E	440	— GOSUB 90	830	— GOSUB 80	1240	— GOSUB 80	1640	— GOSUB 9
39	— GOTO 630	95	— NEXT N	450	— GOSUB 90	840	— GOSUB 90	1250	— GOSUB 80	1650	— GOSUB 8
40	— GOTO 110	96	— RETURN	460	— GOSUB 90	850	— GOTO L	1260	— GOSUB 90	1660	— GOSUB 8
41	— GOTO 580	99	— GOSUB 90	470	— GOSUB 90	860	— GOSUB 80	1270	— GOSUB 90	1680	— GOSUB 9
42	— GOTO 140	100	— GOSUB 80	480	— GOSUB 90	870	— GOSUB 80	1280	— GOSUB 80	1690	— GOSUB 8
43	— GOTO 690	110	— GOSUB 90	490	— GOTO L	880	— GOSUB 80	1290	— GOSUB 80	1700	— GOSUB 9
44	— GOTO 180	120	— GOSUB 80	500	— GOSUB 80	890	— GOSUB 90	1300	— GOTO L	1710	— GOTO L
		130	— GOSUB 90	510	— GOSUB 80	900	— GOSUB 90	1310	— GOSUB 90		
		140	— GOSUB 80	520	— GOSUB 90	910	— GOTO L	1320	— GOSUB 90		
						920	— GOSUB 90				

2000 — SAVE "MORSE"
2001 — LET L = 3000
2005 — PRINT "CURSO DE TELEGRAFIA — PY2FWT"
2006 — PRINT "ESCOLHA A VELOCIDADE",,,, "DE O LENTO",,
A (30) RAPIDO"
2080 — INPUT PVA
2090 — LET PV = 30 - PVA
2101 — IF PV < 3 THEN LET PV = 3
2109 — LET P = PV * 2
2110 — LET T = PV * 7
2120 — LET E = INT (PV/2)
2125 — LET ES = PV
2130 — LET O = PV * 4
2200 — PRINT AT 10, 0; "ESCOLHA O EXERCICIO",,,, "L -
LETRAS",,,, "P - PALAVRAS",,,, "A - ALFABETO COMPLE-
TO"
2210 — IF INKEY \$ = " A " THEN GOTO 4000
2220 — IF INKEY \$ = " L " THEN GOTO 4500
2230 — IF INKEY \$ = " P " THEN GOTO 5000
2300 — GOTO 2210
2500 — FAST
2510 — LET W = 0
3000 — LET W = W + 1
3010 — IF W > LEN A\$ THEN GOTO 3030
3012 — FOR N = 0 TO ES
3013 — NEXT N
3020 — GOTO CODE A\$ (W)
3030 — SLOW

3100 — RETURN
4000 — CLS
4010 — LET A\$ = " ABCDEFGHIJKLMNOPQRST
U V W X Y Z 1 2 3 4 5 6 7 8 9 0 £ \$ * ;
? / < > . , = + -) "
4020 — GOSUB 2500
4030 — GOSUB 4190
4031 — CLS
4032 — PRINT AT 10, 0; "QUAL EH A LETRA ?..... "
4033 — GOSUB 4190
4035 — RAND
4040 — LET A\$ = CHR\$ (INT (RND * 52) + 12)
4045 — LET C\$ = A\$
4050 — FOR Q = 0 TO 2
4060 — GOSUB 2500
4070 — NEXT Q
4080 — INPUT B\$
4081 — IF B\$ = " FIM " THEN GOTO 2001
4095 — PRINT AT 21, 0; " ESCRVA (FIM) P/ MUDAR "
4096 — CLS
4100 — IF A\$ = B\$ THEN PRINT AT 10, 0; " MUITO BEM ";
B\$; " ESTA CORRETO "
4105 — IF A\$ = B\$ THEN GOTO 4030
4106 — PRINT AT 10, 0; " ESTA ERRADO, " , B\$; " EH ASSIM "
4110 — GOSUB 4190
4115 — CLS
4120 — LET A\$ = B\$
4130 — FOR Q = 0 TO 2

4140 — GOSUB 2500
4150 — NEXT Q
4160 — PRINT AT 10, 0; " VOU REPETIR NOVAMENTE "
4170 — GOSUB 4190
4183 — CLS
4185 — LET A\$ = C\$
4189 — GOTO 4050
4190 — FOR N = 0 TO 20
4191 — NEXT N
4192 — RETURN
4500 — CLS
4510 — PRINT " QUE AULA VOCE QUER DE 1 A 9 ? "
4520 — INPUT F
4521 — CLS
4530 — IF F < 1 THEN LET F = 1
4540 — IF F > 9 THEN LET F = 9
4550 — LET G\$ = F\$ (F)
4555 — PRINT AT 5, 0; " AULA NR. " ; F ; " - " ; G\$
4560 — GOSUB 4190
4570 — FOR H = 1 TO 6
4580 — PRINT ,, " " ; G\$ (H) ;
4585 — GOSUB 8000
4590 — GOSUB 4190
4600 — LET A\$ = G\$ (H)
4605 — FOR K = 0 TO 2
4610 — GOSUB 2500
4615 — NEXT K
4620 — NEXT H


```

4630 - PRINT , , "DIGITE ( E ) P/ EXERCICIO" , " OU
      ( R ) P/ REPETIR A AULA "
4640 - IF INKEY$ = " R " THEN GOTO 4500
4650 - IF INKEY$ = " E " THEN GOTO 4660
4655 - GOTO 4640
4660 - CLS
4700 - PRINT AT 10, 0; "QUE LETRA EH ESTA ? ..... "
4701 - RAND
4702 - LET HI = 0
4703 - LET NR = 1
4710 - LET HI = INT ( RND * 6 ) + 1
4720 - GOSUB 4190
4730 - LET A$ = G$ ( HI )
4735 - GOSUB 4190
4736 - INPUT J$
4737 - PRINT AT 21; 0; "ESCREVA FIM P/ MUDAR"
4738 - IF J$ = "FIM" THEN GOTO 2001
4740 - IF J$ = A$ THEN PRINT AT 10, 0; "MUITO BEM, VOCE
      ACERTOU "
4745 - IF J$ = A$ THEN GOSUB 4190
4748 - CLS
4750 - IF J$ = A$ THEN GOTO 4700
4751 - LET NR = NR + 1
4752 - IF NR > 3 THEN PRINT AT 10, 0; "VOCE JA ERROU 3,
      ESTA LETRA EH " , , , A$; " ";
4754 - IF NR > 3 THEN LET H = HI
4755 - IF NR > 3 THEN GOSUB 8000
4756 - IF NR > 3 THEN GOSUB 4190
4757 - IF NR > 3 THEN GOSUB 4190
4758 - IF NR > 3 THEN CLS
4759 - IF NR > 3 THEN GOTO 4700
4760 - PRINT AT 10, 0; " VOCE ERROU , " , ; J$ ; " EH ASSIM "
4765 - GOSUB 4190
4770 - LET A$ = J$
4780 - GOSUB 2500
4790 - PRINT AT 10, 0; " VOU REPETIR DE NOVO "
4795 - GOSUB 4190
4796 - CLS
4800 - LET A$ = G$ ( HI )
4810 - GOTO 4735
4900 - CLS
4905 - LET Y = 0
4906 - LET CW = 0
4910 - PRINT " EXERCICIO DE QUE AULA, 1 A 9 ? "
4912 - PRINT
4915 - PRINT " EXERCICIO GERAL DIGITE (10) "
4920 - INPUT EX
4921 - CLS
4930 - IF EX < 1 THEN LET EX = 1
4940 - IF EX > 10 THEN LET EX = 10
4942 - IF EX = 10 THEN GOTO 6000
4945 - PRINT , , , " AULA NR. " ; EX
4950 - LET EX = EX * 10 - 1
4955 - LET Y = EX
4960 - LET Y = Y + 1
4965 - LET CW = CW + 1
4966 - IF CW > 10 THEN GOTO 5000
4969 - DIM S$ (1,5)
4970 - LET S$ (1) = F$ (Y)
4975 - LET A$ = S$ (1)
4980 - PRINT AT 10, 0; "QUE PALAVRA EH ESTA ? "
4990 - GOSUB 4190
4991 - GOSUB 2500
4993 - INPUT R$
4995 - IF R$ = " FIM " THEN GOTO 2001
4996 - IF A$ = R$ THEN PRINT AT 10, 0; " VOCE ACERTOU "
      ; A$ ; " ESTA CORRETO "
4997 - PRINT AT 21, 0; "ESCREVA ( FIM ) P/ MUDAR"
4998 - IF A$ = R$ THEN GOSUB 4190
4999 - CLS
5000 - IF A$ = R$ THEN GOTO 5060
5010 - IF A$ < > R$ THEN PRINT AT 10, 0; " ESTA ERRADA,
      VOU REPETIR "

```

```

5165 - GOSUB 4190
5166 - CLS
5180 - GOTO 5080
6000 - CLS
6001 - PRINT " EXERCICIO GERAL "
6005 - RAND
6010 - LET WC = INT ( RND * 30 ) + 1
6020 - LET A$ = N$ ( WC )
6080 - PRINT AT 10, 0; " QUE PALAVRA EH ESTA ? "
6090 - GOSUB 4190
6100 - GOSUB 2500
6130 - INPUT M$
6135 - IF M$ = "FIM" THEN GOTO 2001
6140 - IF A$ = M$ THEN PRINT AT 10, 0; " VC ACERTOU ";
      A$; " ESTA CORRETO "
6142 - PRINT AT 21, 0; "ESCREVA ( FIM ) PARA MUDAR"
6150 - IF A$ = M$ THEN GOSUB 4190
6155 - IF A$ = M$ THEN GOTO 6000
6160 - IF A$ < > M$ THEN PRINT AT 10, 0; " ESTA ERRADA,
      VOU REPETIR "
6165 - GOSUB 4190
6170 - GOTO 6080
8000 - IF G$ ( H ) = " A " THEN PRINT " .- DIDA "
8001 - IF G$ ( H ) = " B " THEN PRINT " .- DADIDIDI "
8002 - IF G$ ( H ) = " C " THEN PRINT " .- DADIDADI "
8003 - IF G$ ( H ) = " D " THEN PRINT " .- DADIDI "
8004 - IF G$ ( H ) = " E " THEN PRINT " .- DI "
8005 - IF G$ ( H ) = " F " THEN PRINT " .- DIDADIDIDI "
8006 - IF G$ ( H ) = " G " THEN PRINT " .- DIDADADI "
8007 - IF G$ ( H ) = " H " THEN PRINT " .- DIDADIDI "
8008 - IF G$ ( H ) = " I " THEN PRINT " .- DIDI "
8010 - IF G$ ( H ) = " J " THEN PRINT " .- DIDADADA "
8011 - IF G$ ( H ) = " K " THEN PRINT " .- DADIDA "
8012 - IF G$ ( H ) = " L " THEN PRINT " .- DIDADIDI "
8013 - IF G$ ( H ) = " M " THEN PRINT " .- DADA "
8014 - IF G$ ( H ) = " N " THEN PRINT " .- DADI "
8015 - IF G$ ( H ) = " O " THEN PRINT " .- DADADA "
8016 - IF G$ ( H ) = " P " THEN PRINT " .- DIDADADI "
8017 - IF G$ ( H ) = " Q " THEN PRINT " .- DADADIDA "
8018 - IF G$ ( H ) = " R " THEN PRINT " .- DIDADI "
8019 - IF G$ ( H ) = " S " THEN PRINT " .- DIDIDI "
8020 - IF G$ ( H ) = " T " THEN PRINT " .- DA "
8021 - IF G$ ( H ) = " U " THEN PRINT " .- DIDIDA "
8022 - IF G$ ( H ) = " V " THEN PRINT " .- DIDIDIDA "
8023 - IF G$ ( H ) = " W " THEN PRINT " .- DIDADA "
8024 - IF G$ ( H ) = " X " THEN PRINT " .- DADIDIDA "
8025 - IF G$ ( H ) = " Y " THEN PRINT " .- DADADIDI "
8026 - IF G$ ( H ) = " Z " THEN PRINT " .- DIDADADADA "
8027 - IF G$ ( H ) = " 1 " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8028 - IF G$ ( H ) = " 2 " THEN PRINT " .- DIDADADADA "
8029 - IF G$ ( H ) = " 3 " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8030 - IF G$ ( H ) = " 4 " THEN PRINT " .- DIDADADADA "
8031 - IF G$ ( H ) = " 5 " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8032 - IF G$ ( H ) = " 6 " THEN PRINT " .- DIDADADADA "
8033 - IF G$ ( H ) = " 7 " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8034 - IF G$ ( H ) = " 8 " THEN PRINT " .- DIDADADADA "
8035 - IF G$ ( H ) = " 9 " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8036 - IF G$ ( H ) = " 0 " THEN PRINT " .- DIDADADADA "
8037 - IF G$ ( H ) = " . " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8038 - IF G$ ( H ) = " , " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8039 - IF G$ ( H ) = " ? " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8040 - IF G$ ( H ) = " ! " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8041 - IF G$ ( H ) = " / " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8042 - IF G$ ( H ) = " ( " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8043 - IF G$ ( H ) = " ) " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8044 - IF G$ ( H ) = " < " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8045 - IF G$ ( H ) = " > " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8046 - IF G$ ( H ) = " * " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8047 - IF G$ ( H ) = " + " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8048 - IF G$ ( H ) = " - " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8049 - IF G$ ( H ) = " " THEN PRINT " .- DIDADADADI "
8100 - RETURN

```

Passagem para a terceira parte

Quadro 2

9000 - FOR N = 16514	16523 - 211 ENTER
TO 16539	16524 - 255 ENTER
9001 - SCROLL	16525 - 16 ENTER
9002 - PRINT N,	16526 - 254 ENTER
9003 - INPUT M	16527 - 6 ENTER
9004 - POKE N, M	16528 - 14 ENTER
9005 - PRINT PEEK N	16529 - 219 ENTER
9006 - NEXT N	16530 - 254 ENTER
GOTO 9000 ENTER	16531 - 16 ENTER
16514 - 33 ENTER	16532 - 254 ENTER
16515 - 0 ENTER	16533 - 237 ENTER
16516 - 1 ENTER	16534 - 82 ENTER
16517 - 17 ENTER	16535 - 200 ENTER
16518 - 0 ENTER	16536 - 195 ENTER
16519 - 0 ENTER	16537 - 136 ENTER
16520 - 43 ENTER	16538 - 64 ENTER
16521 - 6 ENTER	16539 - 118 ENTER
16522 - 14 ENTER	

Relação de componentes

CAPACITORES

C1, C2, C6, C8 — 0,01 μ F, poliéster
 C3, C5, C9 — 0,1 μ F, poliéster
 C4 — 2,2 μ F/16 V, eletrolítico
 C7, C11 — 100 μ F/16 V, eletrolítico
 C10 — 0,02 μ F, poliéster

RESISTORES

R1, R5 — 10 k Ω , trimpot
 R2 — 100 Ω
 R3 — 4,7 M Ω
 R4 — 10 M Ω
 R6, R10, R11 — 47 k Ω
 R7, R16, R17 — 1 M Ω
 R8 — 2,2 M Ω
 R9, R18 — 10 k Ω
 R12, R19, — 220 Ω
 R13, R14 — 100 k Ω
 R15 — 12 k Ω
 R20 — 2,2 k Ω
 R21 — 100 k Ω , trimpot
 R22 — 1 k Ω , trimpot

Obs.: Todos de 1/4 W.

SEMICONDUCTORES

CI 1 — 3900
 CI 2, CI 3 — 555
 Q1 — BC 558
 D1, D2 — OA96
 D3 — 1N4001

DIVERSOS

Relé: Schrack RU610106 p/ 6 V, 250 Ω
 1 alto-falante de 1 polegada, 500 mW, 8 Ω
 1 caixa de alumínio de 16 cm \times 12 cm (aproximadamente)
 Duas fêmeas tipo P2, placa CI, soquetes para CI etc.
 A interface necessita de uma fonte de alimentação de 12 volts, estabilizada. A entrada de MIC do micro é conectada à entrada de MIC da interface.

Usando ENTER (de 1 a 100)

Quadro 3

1 ANMI UL	21 MENTE	41 FAROL	61 1 2 0 0 1	81 : / () * ,
2 LETOV B	22 TINTA	42 ADUBO	62 2 1 5 4 0	82 / , () * .
3 SHC PRG	23 MUITO	43 LIDER	63 1 2 4 5 0	83 . , / ? / .
4 FDJ + QY	24 VENTO	44 GORDO	64 5 3 4 3 1	84 = + - (* (
5 ZXKW\$ £	25 BULBO	45 +TRIO	65 2 3 4 1 5	85 - + = (: ;
6 0 1 2 3 4 5	26 BEATO	46 JUSTO	66 0 0 2 3 4	86 : ; ? / . (
7 4 5 6 7 8 9	27 ATIVO	47 JULHO	67 3 4 4 3 2 3	87 + \$ () ()
8 . , / - ? ;	28 BAMB	48 S+BIO	68 3 2 4 5 2 1	88 ? / : - = -
9 : (() * ?	29 BAMB	49 TODAY	69 3 4 5 6 2 3	89 / . - = -
10 ANIMA	30 BEATO	50 QUITO	70 4 3 5 2 1 2	90 - = / ? ;
11 ANULA	31 SONHO	51 XAXIM	71 3 7 8 0 4 3	91 . , / ? ;
12 MANIA	32 BANHO	52 EXITO	72 6 5 7 6 8 7	92 (; ? : .
13 MUNIA	33 VENHO	53 TEXTO	73 4 9 8 1 1 2	93 . \$: ; /
14 ANUAL	34 PAPEL	54 ZINCO	74 6 7 8 6 9 7	94 () ? = + -
15 ANIME	35 CESTA	55 EXAME	75 8 8 6 6 5 5	95 * / + : .
16 MIAMI	36 CHAPA	56 AWARD	76 7 6 6 5 4 5	96 \$ - (=) (
17 MILAN	37 RITMO	57 RA\$AS	77 1 9 0 0 8 3	97) () * / ?
18 LIANA	38 AMIGO	58 BEL £ M	78 4 5 6 7 6 4	98 + + - -)
19 ANIMO	39 GANHO	59 £ POCA	79 7 5 1 5 7 8	99 : ; - = =
20 ANUAL	40 PLACA	60 MO\$AS	80 4 5 6 7 8 9	100 (. , ; ? =

Colocação das palavras selecionadas

(conforme a sequência de 1 a 30)
Quadro 4

1 LIBERAL	18 ENXOFF
2 PADARIA	19 GRAFIO
3 RECINTO	20 ENXOVA
4 REQUIEM	21 TALENT
5 ULTRA VE	22 PIMENT
6 VIOLETA	23 RANHET
7 CUENTRO	24 INFANT
8 ADITIVO	25 LUXURI
9 BAQUETA	26 CAMBADA
10 MOSAICO	27 CASTEL
11 NAVALHA	28 DEFEIT
12 PINGUIM	29 GUINCH
13 EPELIM	30 ECTAR
14 SISTEMA	
15 ATALAIA	
16 CALCULO	
17 MUNDIAL	

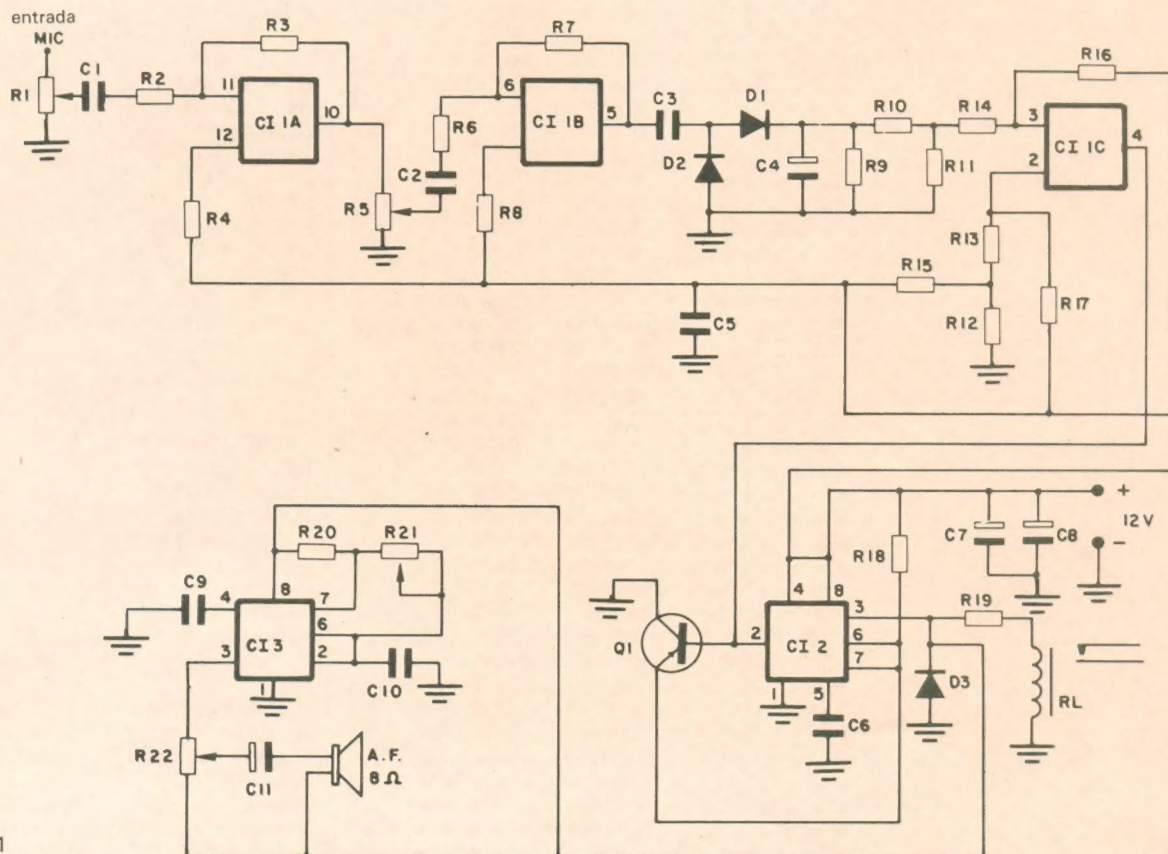


Fig. 1

Circuito para interface de CW (aplicação em micros pessoais da série TK e CP 200).

A mais completa linha de computadores pessoais.

CP 200 S

O professor ideal
para os iniciantes no
mundo da informática.



CP 300



O pequeno grande micro expansível, com enorme
base de programas.

CP 500

O
executivo
dos
executivos.
O
preferido
dos
profissionais
liberais.



CP 400 COLOR

Quem tem um
tem futuro.
O computador pessoal
que presta serviços
a toda família.



P 500 S

A
impressora
bem dotada.
Compatível com
todos os micros.



CP
COMPUTADORES PESSOAIS

TECNOLOGIA
PROLOGICA



RUA PTOLOMEU, 650 - VILA SOCORRO
SÃO PAULO - SP - CEP 04762
FONE (PBX) 521-1633